ББК 32.85
6ФО.3
УДК 621.382

Оглавление

ELECTRONICS — FROM THEORY INTO PRACTICE
BY J. E. FISHER
GRANFIELD INSTITUTE OF TECHNOLOGY
AND H. B. GATLAND
AUKLAND UNIVERSITY
PERGAMON PRESS
Oxford, New York, Toronto, Sidney, Paris, Frankfurt

Фишер Дж. Э., Гетланд Х. Б.

Ф 68 Электроника — от теории к практике: Пер. с англ. М.: Энергия, 1980. — 400 с. с ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1023).

В пер.: 2 р. 30 к.

В книге, написанной английскими специалистами Дж. Э. Фишером (Кронфилдский технологический институт) и Х. Б. Гетландом (Окландский университет), в популярной форме рассматриваются свойства и характеристики полупроводниковых приборов. На их основе поясняется использование полупроводниковых приборов в различных электронных устройствах и приводятся простые расчетные соотношения. Приводятся числовые примеры расчетов большинства электронных схем, используемых в современной прикладной электронике.
Для подготовленных радиолюбителей.

Ф $\frac{30407\text{-}389}{051(01)\text{-}80}$ 241-80. 2403000000

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

«Электроника — от теории к практике» принадлежит к серии «Прикладное электричество и электронные устройства», выпускаемой издательством «Пергамон Пресс».

Назначение книги — помочь студентам и инженерам-практикам, работающим в смежных областях науки и техники, при разработке и расчете электронных схем, которые находят применение в промышленных установках, системах контроля, управления и автоматики.

Эта книга не учебник, в ней нет последовательного рассмотрения принципов действия, теории работы и развития методики расчета многочисленных электронных схем и подробного анализа их свойств. Изучать электронику по ней невозможно, как невозможно и почерпнуть сведения о всех тонкостях расчета, поведения и регулировки рассматриваемых устройств. И вместе с тем книга полезна и найдет своего читателя. Действительно, бурное проникновение электронных устройств в различные области науки и техники ставит перед многочисленным отрядом инженеров, технических работников, научных сотрудников и лаборантов задачи практической разработки электронных устройств с заданными свойствами. Большая часть работников этих категорий, не имеющая специальной подготовки в области радиоэлектроники, лишена возможности пользоваться литературными источниками, написанными для специалистов по электронике, и глубоко изучить предмет. Им достаточно знать, что имеются определенные устройства, которые обладают интересующими их свойствами; они нуждаются в примерах их схемного решения и простых расчетных соотношениях, которые дали бы им возможность с достаточной степенью точности найти параметры устройств, обладающих нужными показателями.

Эту задачу авторы данной книги решили удачно.

В книге содержится описание большого числа электронных схем, используемых в прикладной современной электронике. Лаконично, по стилю близко к справочной литературе сообщаются основные свойства, сведения о параметрах и характеристиках

типовых устройств, приводятся простые расчетные соотношения, позволяющие найти величины номиналов основных элементов схем.

Можно усомниться в том, удачно ли выбрано название — «От теории к практике», — теории в обычном понимании этого термина в книге нет. Есть в лучшем случае краткая формулировка принципа действия и назначения и скупо поясняются расчетные соотношения. Скорее всего книгу можно отнести к «рецептурным» справочникам — литературе также полезной и нужной для широкого круга читателей.

Следует отметить, что содержание книги соответствует современному уровню развития электроники. Авторы справедливо отмечают, что за последнее время произошла драматическая техническая революция в электронике: практически полная замена ламп на полупроводниковые приборы. В книге нет ни одной схемы на вакуумных лампах, имеются схемы только на полупроводниковых диодах, транзисторах, тиристорах и интегральных схемах.

Книга мало затрагивает интересы радиоспециалистов: рассматриваемые схемы в радиоустройствах используются только в источниках питания, системах контроля и автоматического регулирования.

Простота и доступность изложения материала делают книгу интересной для широкого круга читателей.

Редакция

ПРЕДИСЛОВИЕ

У всех студентов, изучающих электронику, неизбежно наступает время специализации, в течение которого они надеются применить полученные теоретические знания для решения практических задач. Для многих этот этап оказывается трудным.

Целью настоящей книги является формализация, насколько это возможно, процесса проектирования самых разнообразных электронных схем и, таким образом, заполнение пробела между теорией и практикой. Можно надеяться, что книга будет полезна инженерам, особенно специалистам в таких широко распространенных областях, как устройства управления промышленными процессами и автоматики, которые имеют в своем составе электронные схемы.

Две первые главы книги знакомят читателя с биполярными и полевыми транзисторами, однопереходными транзисторами и кремниевыми управляемыми выпрямителями (тиристорами). Показано, как паспортные характеристики полупроводниковых приборов, выпускаемых промышленностью, используются при расчете схем. Описан ряд устройств, работающих в диапазоне сантиметровых волн, которые, в общем, выходят за рамки настоящей книги. Третья глава посвящена вопросам разработки интегральных схем. Здесь приведены подробные характеристики современных интегральных микросхем. В завершение дается описание устройств с зарядовой связью.

Следующие семь глав знакомят с конкретными устройствами. Каждая глава содержит краткое теоретическое изложение, сопровождаемое самыми необходимыми расчетными соотношениями. Описан также порядок проектирования схем и приводятся практические примеры расчета. Основной текст завершается главой, содержащей общие аспекты проектирования электронных схем, которые применимы ко всем предыдущим главам.

Со времени первого издания данной книги в электронной технике произошли существенные изменения, связанные с большим прогрессом полупроводниковых устройств и почти полным исключением из практического применения электронных ламп, кроме очень специфических случаев. Однако авторы считают, что этим устройствам, хотя бы в справочных целях, должна быть отведена небольшая часть книги. Поэтому одно из приложений посвящено электронным лампам. В других приложениях дается представление об использовании преобразования Лапласа для решения инженерных задач, анализа схем и пояснения методов, которые используются в тексте книги.

Кронфилд *Дж. Э. Фишер*

Глава первая

ПОЛУПРОВОДНИКИ

Полупроводниковые материалы занимают промежуточное положение между изоляторами и проводниками. Сопротивление полупроводников значительно зависит от изменения температуры. Если рассмотреть атомную структуру полупроводникового материала при достаточном уровне энергии, обеспеченной, например, нагреванием, то оказывается, что электроны будут оторваны от своих атомных ядер, а на месте каждого из электронов останется дырка. При воздействии электрического поля в полупроводнике начинает протекать электрический ток, который можно рассматривать как движение электронов в одном направлении или движение дырок в противоположном направлении. В случае абсолютно чистого, или собственного, полупроводника количество дырок и количество свободных электронов равны между собой. Наиболее широко используются два полупроводниковых материала — германий и кремний, которые являются элементами IV группы периодической системы Д. И. Менделеева. Однако в настоящее время все большее применение находит такой материал, как арсенид галлия.

Если полупроводник легирован каким-либо элементом V группы, например мышьяком, то равенство числа свободных электронов и дырок будет нарушено: свободных электронов в таком полупроводнике больше, чем дырок. Электрический ток через такой материал в основном состоит из потока электронов одного направления и сравнительно небольшого количества дырок, движущихся в противоположном направлении. В этом случае электроны называют основными, а дырки — неосновными носителями. Полупроводниковые материалы, легированные элементами V группы, известны как *полупроводники* типа n, поскольку основные носители обладают отрицательным (англ. negative) зарядом.

Аналогичное положение имеет место, если полупроводник легирован элементом III группы, например индием. В этом случае количество дырок превышает количество свободных электронов и дырки являются основными носителями. Поскольку основные носители имеют положительный (англ. positive) заряд, такие материалы называют *полупроводниками* типа p. При изготовлении полупроводниковых приборов часто требуется строго контролировать количество введенных в полупроводник примесей. Сильнее легированный материал имеет более низкое удельное сопротивление. Такие материалы, содержащие большое количество примесей, обозначают символами n^+ и p^+.

1-1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ДИОД НА *p-n* ПЕРЕХОДЕ

Если монокристалл полупроводникового материала с одного конца легировать примесями типа *p*, а с другого — примесями типа *n*, то между областями с различным типом проводимости образуется *p-n* переход. Некоторые дырки из области *p* диффундируют в область *n*. В результате область *p* получает небольшой отрицательный заряд. Аналогичным образом электроны из области *n* диффундируют в область *p*, и область *n* оказывается заряженной положительно. В тонком слое между областями *n* и *p* электроны и дырки рекомбинируют, и так как этот слой в результате имеет очень мало свободных носителей заряда, его называют *обедненным слоем*. Этот слой действует как потенциальный барьер, препятствующий дальнейшей диффузии носителей зарядов, и переход находится в состоянии динамического равновесия (рис. 1-1, *а*).

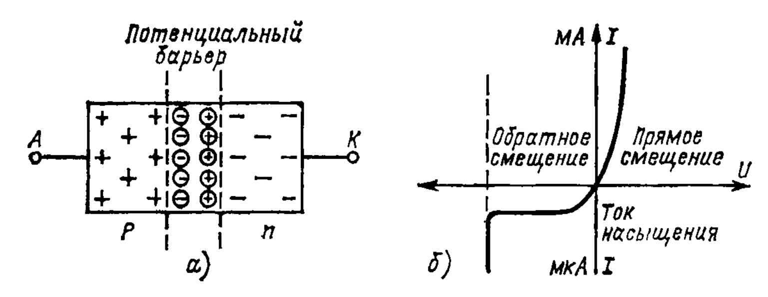


Рис. 1-1. Полупроводниковый переход с потенциальным барьером, образованным диффузией носителей зарядов (*а*) и вольт-амперная характеристика полупроводникового диода (*б*). (Масштаб по оси тока меняется при переходе через начало координат.)

Если внешнее напряжение приложено к зажимам таким образом, что точка *A* имеет положительный потенциал по отношению к точке *K*, то будет наблюдаться уменьшение толщины обедненного слоя. Потенциальный барьер при этом снижается, что способствует протеканию тока через переход. С увеличением внешнего напряжения ток через переход возрастает по экспоненциальному закону до тех пор, пока внешнее напряжение не станет равным величине потенциального барьера, т. е. результирующее напряжение на переходе станет равным нулю. Дальнейшее возрастание тока через переход ограничивается только сопротивлением полупроводникового материала. Если полярность внешнего напряжения изменить на обратную, то величина потенциального барьера возрастет и основные носители окажутся блокированными. В этих условиях, однако, через переход будет протекать незначительный ток, называемый *обратным током*. При возрастании внешнего обратного напряжения этот ток остается постоянным, пока напряжение не достигнет точки пробоя. В этой точке при постоянном напряжении ток быстро возрастает (рис. 1-1, *б*).

Таким образом, при смещении перехода в прямом направлении через него будет протекать достаточно большой ток, а при обратном смещении, меньшем пробивного, ток, протекающий через переход, крайне мал. Иными словами, такое устройство действует как выпрямитель.

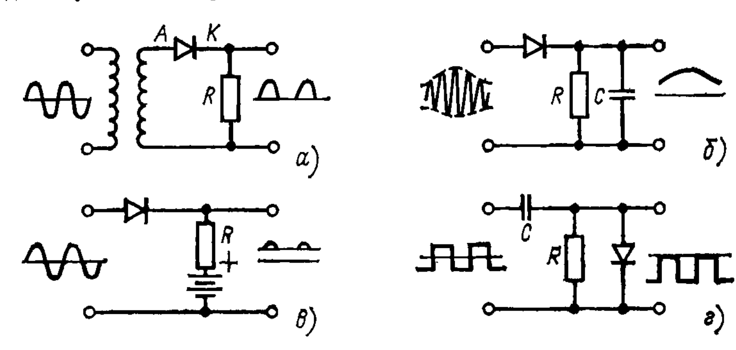


Рис. 1-2. Примеры практического применения полупроводниковых диодов.

а — выпрямитель; *б* — демодулятор; *в* — формирователь; *г* — восстановитель постоянной составляющей.

Типовые случаи применения полупроводниковых диодов показаны на рис. 1-2.

1-2. ТОК УТЕЧКИ

Для маломощных германиевых диодов ток утечки (или обратный ток) находится в пределах от 1 до 200 мкА. У кремниевых диодов ток утечки значительно меньше. Но в обоих случаях ток утечки сильно зависит от температуры. Эта зависимость показана на рис. 1-3, где приведены графики температурного изменения обратного тока коллекторно-базового перехода германиевого и кремниевого транзисторов при разомкнутой цепи эмиттера.

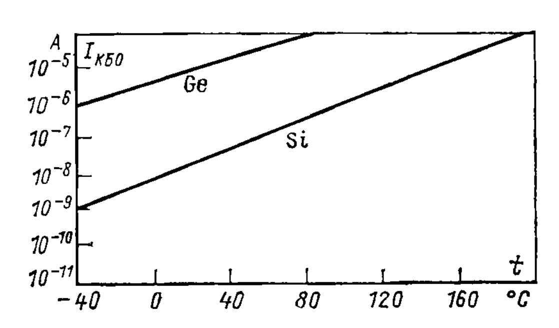


Рис. 1-3. Зависимость обратного тока насыщения для германиевого и кремниевого диодов.

Основные причины возникновения тока утечки следующие:

а) *Образование неосновных носителей* при нагревании, воздействии радиации и нарушениях структуры кристаллической решетки. В этих случаях образуются электронно-дырочные пары и носители заряда, которые являются неосновными, свободно проходят через *p-n* переход, смещенный в обратном направлении для основных носителей. Образование электронно-дырочных пар при нагревании является наиболее существенной причиной возрастания тока утечки. В общем случае возрастание обратного тока составляет примерно 10% на 1°C (ток увеличивается приблизительно в 2 раза при нагревании на 8°C). По этой причине применение германиевых полупроводниковых приборов ограничивается диапазоном температур не выше 70°C. Кремниевые приборы могут применяться вплоть до 150°C.

б) *Поверхностные токи утечки* являются существенным фактором только для кремниевых приборов, в которых тепловой ток утечки весьма незначителен. Поверхностный ток утечки часто обусловлен загрязнением поверхности и в конечном итоге снижает обратное сопротивление перехода.

1-3. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В ДИОДАХ

Переходный процесс в диодах обусловлен тремя основными причинами.

Накопление носителей. Когда диод находится в проводящем состоянии, неосновные носители накапливаются в катодной области. В случае *p-n* полупроводникового диода такими носителями являются дырки, инжектированные из анодной области типа *p* в слабо легированную область катода типа *n*. Если к диоду приложить обратное напряжение, то неосновные носители из катодной области будут возвращаться в анодную область. Обратный ток через переход достигнет нормального значения тока утечки лишь тогда, когда этот процесс полностью закончится. Максимальный обратный ток определяется приложенным обратным напряжением и сопротивлением цепи. Количество накопленных носителей можно охарактеризовать временем, которое необходимо для уменьшения обратного тока на некоторое определенное значение, или накопленным зарядом, показанным заштрихованной областью на рис. 1-4, *а*. Обе эти величины зависят от конкретных условий работы. Накопленный заряд лежит в пределах от 10 000 пКл для низкочастотных диодов до 100 пКл для высокочастотных диодов. Наилучшими в этом отношении являются диоды из арсенида галлия, так как они имеют накопленный заряд порядка нескольких пикокулонов.

Переходный процесс при включении. В момент включения диода, как показано на рис. 1-4, *б*, напряжение на нем оказывается выше установившегося. Начальный пик напряжения приблизительно в 2 раза больше установившегося напряжения и снижается до него менее чем за 1 мкс.

Емкость перехода. Емкость обратно смещенного перехода зависит от приложенного к нему обратного напряжения. Для плоскостных диодов емкость обедненного слоя обратно пропорциональна квадратному корню из приложенного напряжения.

Диапазон емкостей перехода при малом обратном напряжении лежит в пределах от 1 пФ для быстродействующих диодов до 20 пФ для низкочастотных диодов. Это свойство перехода используется для получения малых емкостей в интегральных схемах.

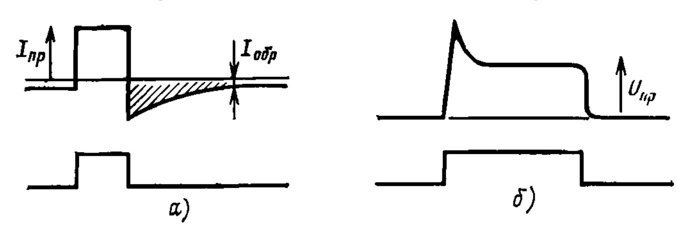


Рис. 1-4. Переходные процессы в диодах. Заштрихованная область показывает накопленный заряд.

Возможность изменять емкость перехода в зависимости от приложенного напряжения является важнейшей характеристикой варикапов, описанных в § 1-6.

1-4. ДИОДНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

При использовании планарной технологии на одной и той же подложке можно изготовить устройство, содержащее несколько диодов. Такие устройства обладают тем преимуществом, что имеют малые физические размеры, а характеристики диодов получаются одинаковыми. Подобные схемы удобны для применения в логических устройствах.

Схема ИЛИ. В схеме, показанной на рис. 1-5, *а*, при входных напряжениях, равных нулю, если пренебречь падением напряжения на диодах в прямом направлении, выходное напряжение также равно нулю. При этом ток через резистор $R_к$ равен $I_К = U_К/R_к$ и каждый из трех входных источников должен обеспечивать ток, равный $I_К/3$.

Если напряжение на любом из входов возрастает до +5 В, выходное напряжение также становится равным +5 В. Таким образом, это устройство работает как схема ИЛИ. Ее действие можно описать булевой функцией вида $f(x) = A + B + C$, где символ «+» читается как «или». При напряжении на анодах диодов, равном нулю, диоды закрыты. При открывании диодов через них протекает суммарный ток, равный $I_К = (U_К + U_к)/R_к$.

Схема И. Если на любом из входов схемы на рис. 1-5, *б* напряжение равно нулю, при этом выходное напряжение также находится на нулевом уровне. Напряжение на выходе будет возрастать до верхнего уровня только в том случае, если напряжения на всех входах одновременно достигнут верхнего уровня. Таким образом, это устройство работает как схема И. Ее действие описывается булевой функцией $f(x) = A \cdot B \cdot C$, которая читается как «*A* и *B* и *C*». Если на всех входах схемы напряжение равно 5 В, выходное напряжение равно 5 В. Если же на одном из входов напряжение понизится до нуля, то и выходное напряжение станет равным нулю.

Оба рассмотренных устройства имеют положительную логику, так как выходное напряжение является функцией верхнего уровня

входных сигналов. Устройство имеет отрицательную логику, если выходные сигналы соответствуют нижнему уровню входного на-

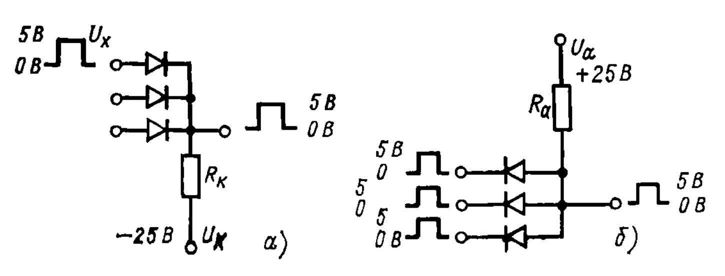


Рис. 1-5. Диодные логические устройства.

пряжения. В последнем случае схема И выполняет логическую функцию ИЛИ, а схема ИЛИ выполняет роль логического устройства И.

1-5. ОБЗОР ТИПОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Плоскостные диоды. В диодах, изготовленных по планарной технологии (см. рис. 1-21), переход предохраняется от загрязнения защитным слоем двуокиси кремния. Поэтому кремниевые планарные приборы могут изготовляться в массовых количествах со стабильными характеристиками. Так как кремниевые приборы имеют малые токи утечки, они обладают преимуществами по сравнению с германиевыми, особенно в переключающих схемах и быстродействующих вычислительных устройствах. Однако прямое напряжение, необходимое для того, чтобы диод был открыт, равно 0,5 В для кремниевых и 0,15 В для германиевых диодов. Поэтому при работе в режиме больших токов использование германиевых диодов оказывается более рациональным. Как уже было сказано, кроме кремния и германия в качестве полупроводникового материала используют арсенид галлия. Диоды, изготовленные из этого материала, можно использовать при температурах вплоть до нескольких сотен градусов Цельсия и применять в быстродействующих устройствах.

Точечно-контактные диоды. Точечно-контактные диоды состоят из вольфрамовой спиральной пружинки и кристалла германия типа *n*. Когда через такое устройство пропускается небольшой ток, в точке контакта образуется сплав типа *p*. Из-за малой площади контакта прямое сопротивление точечных диодов значительно больше, чем плоскостных. Однако точечно-контактные диоды имеют хорошие высокочастотные характеристики и потому ранее широко применялись в быстродействующих переключающих устройствах. Для изготовления диодов, работающих при высоких напряжениях, необходимо использовать слаболегированный германий, так как при этом удельное сопротивление становится более высоким. Но следует учитывать, что это ухудшает высокочастотные характеристики. Можно изготовить диод с малым прямым сопротивлением и хорошими высокочастотными характеристиками, если вместо вольфрамовой использовать золотую спираль.

Опорные диоды. Кремниевые диоды при подаче на них обратного напряжения позволяют получить достаточно стабильный уровень напряжения около 0,6 В. Механизм пробоя перехода при подаче на него обратного напряжения рассматривается в § 1-10. Характеристика пробоя диода позволяет использовать его в качестве источника опорного напряжения. При применении сильнолегированного полупроводникового материала можно изготовлять диоды с заранее заданным уровнем пробивного напряжения (пробой Зенера) вплоть до 15 В. Более высокие опорные напряжения можно получить путем применения диодов с лавинным пробоем.

Диоды Шоттки [2]. Структура диода Шоттки показана на рис. 1-6, *а*. Выпрямление происходит в плоскости между металлом и полупроводником. Устройство работает на том же принципе, что и радиодетектор, в котором использовался металличе-

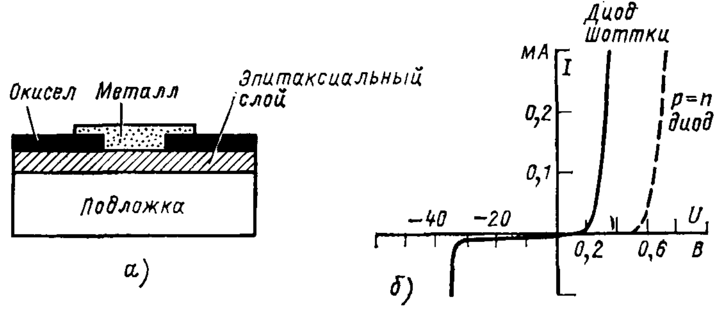


Рис. 1-6. Структура диода с барьером Шоттки и его вольт-амперные характеристики.

ский контакт на карбиде кремния. Отличие заключается в том, что современные методы технологии позволяют получить значительно большую площадь контакта между металлом и полупроводником. При работе диода Шоттки неосновные носители не используются. Ток через него представляет собой поток только основных носителей — электронов. Исключение неосновных носителей означает, что проблема накопления заряда полностью снимается. Это объясняет хорошие ключевые характеристики диода Шоттки. Еще одной важной особенностью является то, что у этого диода падение напряжения в прямом направлении приблизительно в 2 раза меньше по сравнению с диодом на *p-n* переходе. Это обстоятельство позволяет эффективно их использовать в схемах источников питания при малых напряжениях и больших токах. Вольт-амперная характеристика типового диода с барьером Шоттки приведена на рис. 1-6, *б*, на котором обратный ток показан в микроамперах, а прямой — в миллиамперах.

Фотодиоды [3]. Рассмотрим два процесса — фотопроводимость и фотоэлектрический эффект. При падении света на фотопроводящий материал световая энергия поглощается им и в результате образуются электронно-дырочные пары. Если теперь к фотопроводящему материалу приложить внешнее электрическое поле, дырки начнут двигаться в одном направлении, а электроны в другом, и в результате потечет электрический ток. Чем выше интен-

сивность светового потока, тем больший ток будет протекать через фотопроводящий материал при одном и том же приложенном напряжении.

Фотоэлектрические устройства сами вырабатывают электрическое напряжение при освещении. Как правило, они состоят из *p-n* переходов, и напряжение, возникающее на переходе, имеет положительную полярность со стороны области *n*. Это напряжение способно обеспечить протекание тока во внешней цепи, причем направление тока противоположно тому, в котором протекает ток в переходе. И аналогично: чем выше интенсивность светового потока, тем больше ток. Фотоэлектрические диоды — фотодиоды — могут использоваться в качестве фотопроводящих элементов, если внешнее напряжение приложено к ним таким образом, что катод имеет положительный потенциал относительного анода.

Для изготовления фотодиодов используется германий, но в последнее время для этой цели все большее применение находит кремний. Кремниевые фотодиоды имеют меньшее значение темнового тока, т. е. тока при отсутствии освещения. Условное обозначение

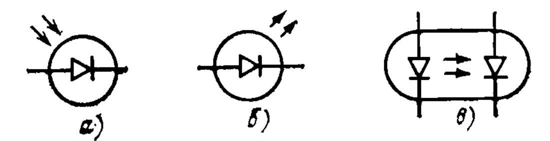


Рис. 1-7. Условные обозначения оптоэлектронных устройств.

а — фотодиод; *б* — светодиод; *в* — диодный оптрон.

фотодиода показано на рис. 1-7, *а*. Кремниевые планарные диоды могут работать при температурах до 125°С и в типовом режиме обеспечивать максимальный световой ток до 500 мкА. Хорошие ключевые характеристики кремниевых фотодиодов делают их пригодными для использования в быстродействующих устройствах считывания информации с перфолент и устройствах распознавания букв.

Светодиоды [4]. Световое излучение, вырабатываемое светодиодами (светоизлучающими диодами), обусловлено электролюминесценцией, т. е. процессом преобразования электрической энергии в световую. Подобное преобразование определяется тем обстоятельством, что электромагнитное излучение генерируется физической системой тогда, когда она переходит от состояния с высоким уровнем энергии к состоянию с низким уровнем энергии. Принцип действия светодиодов показан на рис. 1-8. С *p-n* переходом связаны два энергетических уровня, зона проводимости и валентная зона, разделенные запрещенной зоной, в которой свободные электроны существовать не могут. При отсутствии внешнего напряжения уровень Ферми, который определяет степень заполнения зоны проводимости и валентной зоны, имеет величину, постоянную на протяжении всего перехода, а напряжение потенциального барьера на переходе приблизительно равно запрещенной зоне. Если приложить внешнее напряжение в прямом направлении, то это приведет к уменьшению потенциального барьера и появится возможность протекания тока через переход. Вообще говоря, этот ток представляет собой движение электронов и дырок, но электронная составляющая тока значительно больше. По мере движения электронов от области *n* к области *p* они переходят с одного электрического уровня на другой. В области *p* электроны рекомбинируют с дырками и отдают свою избыточную энергию. При определенной ширине запрещенной зоны эта высвобожденная энергия выделяется в форме видимого света. Интенсивность света, излучаемого светодиодом, возрастает при увеличении тока.

Чтобы обеспечить требуемое пространственное распределение света, такой светодиод применяется совместно с линзами. Длина волны или цвет излучаемых колебаний определяется используемым полупроводниковым материалом. В настоящее время для изготовления светодиодов применяют арсенид галлия, дающий излучение в инфракрасной области, фосфид арсенида галлия, излучающий красный или оранжевый свет, и фосфид галлия, который излучает желтый или зеленый свет. Глаз человека имеет максимальную чувствительность на зеленом участке спектра, поэтому фосфид галлия имеет наибольшую эффективность. Условное обо-

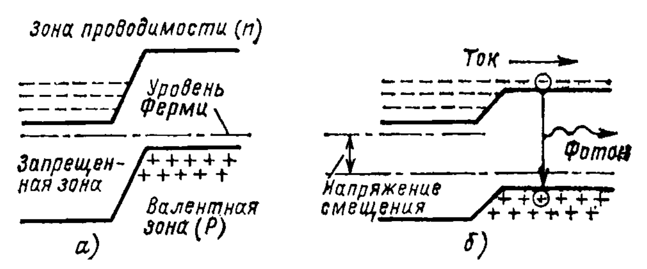


Рис. 1-8. Механизм излучения светодиода. Световая энергия высвобождается при переходе электрона с высокого энергетического уровня на более низкий.

значение светодиода показано на рис. 1-7, *б*. Вольт-амперные характеристики светодиода в прямом и обратном направлениях аналогичны характеристикам любых других *p-n* переходов. Прямое падение напряжения на светодиоде меняется от 1 до 4 В, а обратное пробивное напряжение находится в пределах от 5 до 50 В.

Диодные оптроны. Они состоят из фотоизлучающего и фоточувствительного приборов, сконструированных в едином устройстве. Такие устройства применяются для передачи сигнала со входа на выход в тех случаях, когда требуется, чтобы вход и выход были электрически изолированы один от другого. Типовой диодный оптрон имеет в своем составе светодиод из арсенида галлия и кремниевый фотодиод или фототранзистор и обеспечивает высоковольтную изоляцию между входными и выходными зажимами. Условное обозначение оптрона, содержащего светодиод и фотодиод, показано на рис. 1-7, *в*.

1-6. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ДИОДЫ [5]

Высокочастотные диоды далее в настоящей книге нигде не рассматриваются, здесь же приводятся лишь некоторые их справочные данные.

Переключающие диоды со структурой *p-i-n* [6] применяются главным образом в схемах переключения и управления высокочастотными сигналами. Диод типа *p-i-n* состоит из слоя собственно кремния (*i*-слой), заключенного между двумя сильнолегированными областями из материала типа *n* и *p*. Если к диоду приложить обратное внешнее напряжение, то носители из слоя *i* будут полностью удалены и через этот обедненный слой будет протекать лишь небольшой ток утечки. При действии внешнего напряжения в прямом направлении потенциальные барьеры на *p-i* и *i-n* переходах уменьшаются. При этом дырки из области *p* и электроны из области *n* получают возможность проникать в слой типа *i*. Здесь происходит процесс их взаимной рекомбинации и, следовательно, не образуется пространственный заряд, ограничивающий ток. Таким образом, слой *i* диода *p-i-n* при смещении в обратном направлении почти не содержит свободных носителей зарядов, а при смещении в прямом направлении заполнен электронами и дырками. Поэтому диод такого типа может работать в качестве переключающего устройства.

В реальных условиях переменный сигнал накладывается на ток, обусловленный источником постоянного смещения, и сигналом можно управлять, изменяя напряжение источника смещения. При действии источника смещения в прямом направлении для переменного сигнала диод будет простым сопротивлением. Это сопротивление можно изменить, меняя напряжение источника смещения, и таким образом модулировать сигнал. При обратной полярности внешнего смещения сопротивление диода имеет емкостный характер.

Диоды *p-i-n* типа могут использоваться в переключающих устройствах в диапазоне частот от 1,5 МГц до 40 ГГц при переключаемой мощности в несколько мегаватт. Областями применения таких диодов являются воздушные переключатели, фазосдвигающие устройства, модуляторы и др.

Варикапы и параметрическое усиление [7]. Если к *p-n* переходу приложить внешнее напряжение в обратном направлении, толщина обедненного слоя увеличится. Это приведет к уменьшению емкости перехода аналогично тому, как это происходит при увеличении расстояния между пластинами плоскопараллельного конденсатора. Устройство, которое обладает емкостью перехода, зависящей от приложенного напряжения, известно под названием варакторного диода, или варикапа. Условное обозначение варикапа показано на рис. 1-9, *а*.

Варикапы широко применяются в области параметрического усиления, когда напряжения смещения и сигнала подаются на переход одновременно. Допустим, что приложенное напряжение смещения имеет форму прямоугольных колебаний с частотой, в 2 раза большей по сравнению с частотой сигнала, и имеет фазовый сдвиг относительно сигнала, соответствующий показанному на рис. 1-9, *б*. В точке, где фаза сигнала равна 90°, происходит максимальное изменение емкости перехода и скачком возрастает напряжение смещения. В результате емкость перехода уменьшается. Так как заряд $q = CU$ на емкости мгновенно измениться не может, потенциал сигнала на переходе возрастает. Напряжение сигнала на интервале от 90 до 180°, следовательно, станет больше по сравнению с исходным. В точке, где фаза сигнала равна 180°, напряжение смещения возвращается на нулевой уровень и емкость перехода восстанавливается до исходного значения. Однако скорость изменения напряжения сигнала во времени dU/dt в точке с фазой 180° максимальна, в результате происходит значительное возрастание напряжения сигнала. В точке, где фаза сигнала равна 270°, достигается второй максимум.

Подобный процесс, обусловленный действием импульсов накачки, продолжается каждый последующий полупериод, приводя все к большему возрастанию амплитуды сигнала. Состояние равновесия достигается, когда потери, сопровождающие движение зарядов, сбалансируют дальнейшее возрастание амплитуды сигнала. Таким методом можно обеспечить усиление сигнала по напряжению до 1000 и более. В реальных схемах сигнал на варикап подается от таких источников, как, например, резонансная схема. Это относится и к источнику накачки для обеспечения токового сигнала. Хотя в предыдущем пояснении принципа действия параметрического усилителя использовался сигнал накачки прямоугольной формы, его можно заменить синусоидальным сигналом с такой же амплитудой и фазой. Отличие заключается лишь в том, что в результате такой замены усиление будет меньше.

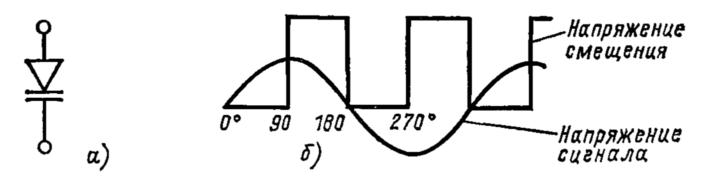


Рис. 1-9. Варикап и его применение для параметрического усиления.

Варикапы и генерирование гармоник [8]. При воздействии синусоидального сигнала на нелинейное сопротивление происходит искажение сигнала. Анализ Фурье искаженного сигнала показывает, что в нем присутствуют гармонические составляющие основной частоты. Так как у варикапа емкость обедненного слоя может изменяться приложенным внешним напряжением нелинейным образом, такой диод можно использовать в качестве умножителя частоты. Переменное напряжение подается на варикап, который и вырабатывает гармонические составляющие частоты входного напряжения. Применение фильтров и соответствующих резонаторов позволяет выделить необходимую гармонику. Характеристики устройства умножения определяются физической природой перехода. Действующая емкость обедненного слоя выражается соотношением

$$C = C_0/[(1 + U/U_1)]^m,$$

где C_0 — емкость перехода при внешнем напряжении смещения, равном нулю; U — внешнее напряжение смещения; U_1 — потенциальный барьер; m — величина, зависящая от профиля концентрации примесей. Типовая величина U_1 составляет 0,5 В для кремниевых диодов и 1,1 В для диодов из арсенида галлия. Значение показателя степени m составляет от 0,5 для ступенчатого перехода до 0,3 для линейного перехода. Хотя варикап позволяет

получать гармоники и более высоких порядков, на практике их используют только для удвоения, утроения и учетверения частоты.

Диоды с быстрым восстановлением [9] представляют собой вариант варикапа. Такие диоды используют для умножения частоты в 6 раз и более. Один диод может заменить цепочку из нескольких последовательных варикапных умножителей. Специальным образом подобранный профиль концентрации примесей в переходе позволяет, при подаче на него высокочастотного сигнала, быстро переключать диод из состояния при обратном смещении с малой емкостью перехода в состояние с прямым смещением, в котором переход имеет большую емкость. Разряд емкости на индуктивность в течение каждого периода осуществляется в виде ряда последовательных импульсов, в спектре которых содержится несколько гармоник. Эти импульсы используются для ударного возбуждения резонатора, на выходе которого вырабатываются затухающие колебания, имеющие частоту, в n раз большую по сравнению с частотой выходного сигнала. Схема такого устройства показана на рис. 1-10.

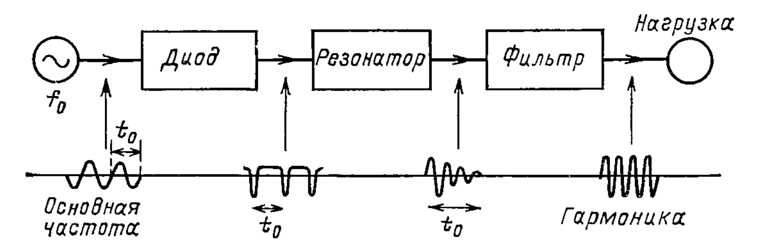


Рис. 1-10. Схема, иллюстрирующая применение диода с быстрым восстановлением для получения гармоник.

Лавинно-пролетные диоды [10] используются в качестве источника СВЧ колебаний, который может генерировать мощность примерно 1 Вт в непрерывном режиме на частоте 50 ГГц и до 50 Вт в импульсном режиме на частоте 10 ГГц. Название диода отражает механизм его действия.

Устройство лавинно-пролетного диода показано на рис. 1-11. На этом же рисунке приведена упрощенная эквивалентная схема диода с учетом параметров типового корпуса, в котором помещен диод. Характерным свойством генератора является то, что он преобразует энергию постоянного тока от источника питания в энергию переменного тока. Чтобы генератор начал вырабатывать колебания, неизбежен некоторый переходный процесс, а далее для поддержания нужного режима колебаний должны быть обеспечены определенные амплитудные и фазовые соотношения. В генераторе на лавинно-пролетном диоде источником энергии постоянного тока является источник, с которого на диод подается обратное напряжение смещения. При возрастании обратного напряжения результирующее электрическое поле очищает p и i области диода от носителей зарядов и в результате образуется обедненный слой. При этом на ступенчатом n^+-p переходе действует сильное электрическое поле. По мере возрастания напряжения смещения напряженность электрического поля на переходе достигает некоторого

критического значения около 350 кВ/см, при котором начинается лавинный пробой (см. § 1-10) и образование электронно-дырочных пар. Электронами, которые поступают в область n^+, можно пренебречь. Протекание тока во внешней цепи обусловлено главным образом дырками, поступающими в обедненный слой и дрейфующими через него к области p^+. При электрическом поле более 5 кВ/см дрейф дырок через обедненный слой кремния происходит с постоянной скоростью. Приложенное внешнее обратное напряжение подбирается так, чтобы электрическое поле на ступенчатом переходе было немного меньше критического, при котором происходит лавинный пробой. Предположим теперь, что по какой-то причине начались колебания. Если они вызовут колебания электрического поля вблизи критического значения, то дырки будут проходить через диод группами — по одной группе за каждый полупериод колебаний. Такое групповое движение дырок через диод вызывает протекание тока в виде импульсов. Если ширина обедненного слоя, а следовательно, и время пролета выбраны правильно, импульсы

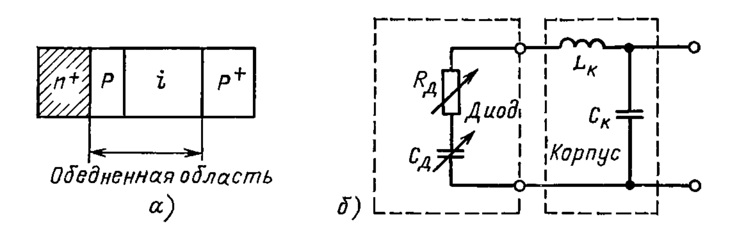


Рис. 1-11. Структура лавинно-пролетного диода (*а*) и его эквивалентная схема при использовании типового корпуса (*б*).

тока будут иметь такую фазу, при которой режим колебаний сохраняется.

Можно указать еще один тип диода, в котором используется тот же принцип, т. е. лавинный пробой ступенчатого перехода сопровождается образованием групп дырок, имеющих определенное время пролета обедненного слоя. В упрощенном виде такое устройство работает следующим образом. Колебания с лавинно-пролетного диода подаются на некоторую высокочастотную схему. Если схема представляет собой короткозамкнутую цепь для данной частоты колебаний, то энергия отразится обратно в диод. При правильно выбранных фазовых соотношениях может быть получена очень большая амплитуда колебаний в области лавинного пробоя. Такое устройство может использоваться в качестве генератора. По сравнению с обычным лавинно-пролетным КПД такого генератора несколько выше, а основная частота более низкая.

Приборы, построенные на эффекте Ганна [11], не являются в полном смысле диодами, однако для полноты картины приведем краткие сведения о них. Как правило, приборы, использующие эффект Ганна, изготовляются из арсенида галлия. В этом полупроводниковом материале зона проводимости имеет два энергетических уровня. На нижнем уровне электроны имеют малую действующую массу и обладают высокой подвижностью, а на верх-

нем они имеют большую массу и малую подвижность. Прибор на основе эффекта Ганна представляет собой кристалл арсенида галлия *n*-типа с омическими контактами с обеих сторон. При отсутствии внешнего напряжения почти все электроны находятся в зоне с малым уровнем энергии. По мере возрастания внешнего напряжения в конце концов достигается значение, при котором электроны скачком переходят в зону с высоким уровнем энергии, и при этом уменьшается их подвижность. В этом состоянии электроны от источника напряжения подходят к катоду прибора с одной скоростью, а движутся от него через полупроводник с меньшей скоростью. В результате происходит накопление заряда в области, примыкающей к катоду. Оно продолжается до тех пор, пока не будет нейтрализовано внутреннее электрическое поле и энергия не снизится до уровня ниже критического. Затем накопление заряда прекращается, а область объемного заряда, так называемый домен, движется через толщу полупроводника со скоростью, определяемой полем от внешнего источника напряжения. Когда домен выходит за пределы полупроводника, электрическое поле в области катода снова возрастает и процесс повторяется. Таким образом, частота колебаний определяется скоростью движения доменов и длиной их пролета в полупроводнике. Для обеспечения высокого КПД устройство обычно работает на резонансную схему и в типовом режиме обеспечивает мощность 200 мВт на частоте 10 ГГц.

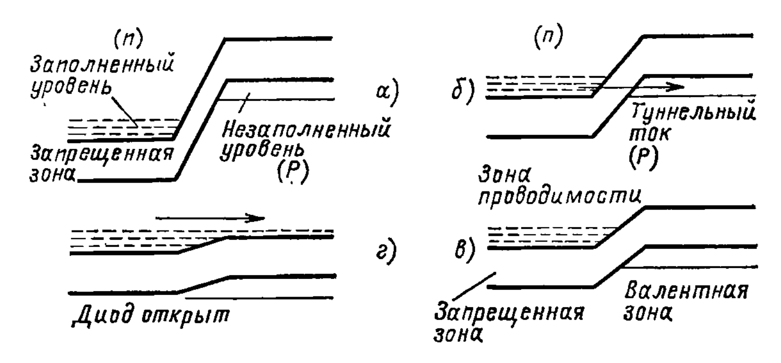


Рис. 1-12. Принцип действия туннельного диода. Туннельный эффект имеет место в случае, когда заполненный уровень зоны проводимости расположен напротив незаполненного уровня валентной зоны.

Туннельные диоды [12] применяются для генерирования колебаний на частотах более 100 ГГц, но из-за их малой мощности они вытесняются лавинно-пролетными диодами и приборами Ганна. Таким образом, области применения туннельных диодов в перспективе, по-видимому, будут ограничены усилителями СВЧ с низким коэффициентом шума и быстродействующими логическими элементами.

Как известно, при формировании *p-n* перехода образуется потенциальный барьер. Чтобы электрон мог преодолеть этот барьер, ему необходимо сообщить энергию, равную величине потенциального барьера. Однако проведенные экспериментальные исследования показали, что если обедненный слой очень тонкий, электроны могут преодолевать потенциальный барьер, имея меньшую энергию. Это явление получило название туннельного эффекта, который иллюстрируется рис. 1-12. Концентрация примесей имеет такую величину, при которой энергетическая зона проводимости частично заполнена электронами, а в валентной зоне остается часть энергетических уровней, не заполненных электронами. На рис. 1-12, *а* показано состояние, соответствующее нулевому внешнему напряжению. При увеличении внешнего напряжения электроны в зоне проводимости получают дополнительную энергию и их энергетический уровень возрастает до величины, соответствующей валентной зоне. При этом заполненные энергетические уровни зоны

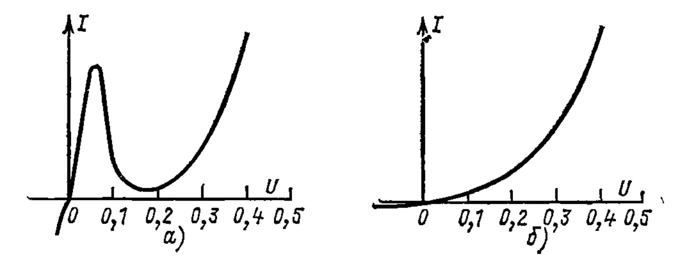


Рис. 1-13. Вольт-амперные характеристики туннельного диода (*а*) и обычного *p-n* перехода (*б*).

проводимости располагаются против незаполненных уровней валентной зоны и начинает протекать туннельный ток (рис. 1-12, *б*). Достигнув максимального значения, туннельный ток начинает уменьшаться, так как электроны с заполненных уровней переходят на свободные энергетические уровни. При дальнейшем увеличении внешнего напряжения будет протекать ток, как и в обычном диоде (рис. 1-12, *в*, *г*). В результате на вольт-амперной характеристике туннельного диода имеется участок с отрицательным сопротивлением (рис. 1-13, *а*). Для сравнения на рис. 1-13, *б* показана вольт-амперная характеристика обычного выпрямительного перехода. Следует иметь в виду, что обратное пробивное напряжение у туннельных диодов мало. Это обстоятельство важно учитывать на практике. Любое устройство, имеющее на своей характеристике участок с отрицательным сопротивлением, можно использовать в качестве генератора.

1-7. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ [13]

Типовая структура сплавного биполярного транзистора показана на рис. 1-14, *а*. Транзистор состоит из трех областей легированного полупроводникового материала, причем базовая область транзистора имеет очень малую толщину и низкий уровень концентрации примесей по сравнению с коллекторной и эмиттерной областями. Уже из самих названий следует, что в некоторой степени эмиттер соответствует катоду, а коллектор — аноду элек-

тронной лампы. В транзисторе типа *p-n-p* области эмиттера и коллектора изготовлены из полупроводникового материала типа *p*, а база — из материала типа *n*. В транзисторе имеются два перехода: *p-n* переход между эмиттером и базой и *n-p* переход между базой и коллектором. Транзистор можно представить в виде двух диодов. Если внешние источники питания присоединить в такой

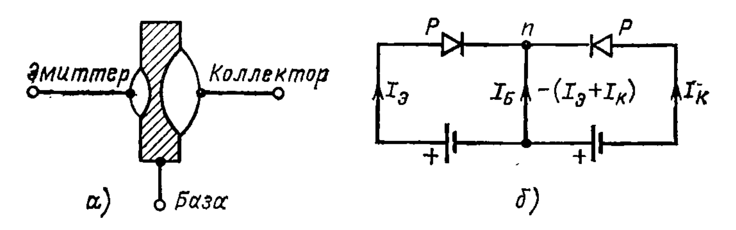


Рис. 1-14. Структура сплавного транзистора (*а*). Представление транзистора *p-n-p* типа двумя диодами (*б*).

полярности, как показано на рис. 1-14, *б*, то эмиттерно-базовый переход будет смещен в прямом направлении и его потенциальный барьер уменьшится, а переход база-коллектор окажется смещенным в обратном направлении и его потенциальный барьер возрастет (рис. 1-15). Смещение перехода эмиттер-база в прямом направлении приводит к тому, что дырки инжектируются в базовую область, в которой они являются неосновными носителями, так как база изготовлена из материала типа *n*. В области базы соз-

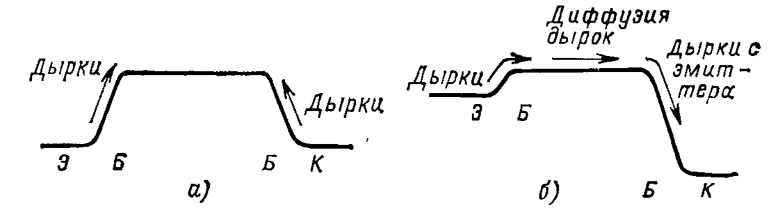


Рис. 1-15. Потенциальная диаграмма для *p-n-p* транзистора, показывающая влияние внешнего смещения. Потенциальный барьер обозначен в виде возвышения, которое дырки должны преодолевать.

а — напряжение смещения равно нулю; *б* — рабочий режим.

даются такие условия, что дырки в ней не рекомбинируют с электронами, а диффундируют в направлении перехода база-коллектор.

Под действием источника напряжения этот переход для неосновных носителей смещен в прямом направлении, поэтому дырки проникают в коллекторную область и способствуют возрастанию тока в цепи коллектора. Однако не все дырки, инжектированные из эмиттера в базу, достигнут коллекторной области. Небольшая их часть успеет рекомбинировать с электронами в базовой области типа *n*. Потеря зарядов в базовой области приведет к протеканию тока в цепи базы. Путем изменения тока базы можно изменять

напряжение на эмиттерном переходе и, таким образом, управлять током между эмиттером и коллектором.

Действие транзистора *n-p-n* типа осуществляется аналогичным образом, только неосновными носителями, проходящими через базу, будут электроны, а не дырки. Независимо от типа транзистора необходимо, чтобы переход эмиттер-база был смещен

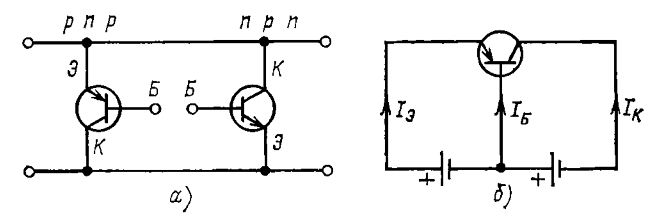


Рис. 1-16. Схемные обозначения транзисторов *p-n-p* и *n-p-n* типов и основные токи в биполярном транзисторе.

в прямом направлении, т. е. отрицательный зажим питания надо присоединять к области *n*, а положительный — к области *p*. Таким же образом переход база-коллектор должен быть смещен в обратном направлении. Это означает, что коллектор транзистора *p-n-p* типа присоединяется к отрицательному зажиму источника питания, а коллектор транзистора *n-p-n* типа — к положительному. Условные обозначения транзисторов обоих типов показаны на рис. 1-16, *а*.

1-8. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ ТОКАМИ В ТРАНЗИСТОРЕ

Из рис. 1-16, *б* следует:

$$I_Э + I_Б + I_К = 0. \qquad (1\text{-}1)$$

Обозначим приращения токов: $\Delta I_Б = i_Б$, $\Delta I_К = i_К$, $\Delta I_Э = i_Э$.

Отношение тока коллектора к току эмиттера обозначим как $\alpha = -i_К/i_Э$. Это отношение меньше единицы, так как ток коллектора меньше тока эмиттера из-за рекомбинации неосновных носителей в базовой области. Типовое значение коэффициента передачи тока α_0 равно 0,98.

Если входной сигнал подается на эмиттер, а выходной сигнал снимается с коллектора, то говорят, что транзистор включен по схеме с общей базой (ОБ). Так как $-i_Б = i_Э + i_К$, то

$$\frac{i_К}{i_Б} = -\frac{i_К}{-(i_Э + i_К)} = \frac{\alpha_0}{1-\alpha_0}.$$

Отношение приращений токов коллектора к току базы обозначается символом β_0: $\beta = \alpha/(1-\alpha)$. При $\alpha_0 = 0{,}98$ $\beta_0 = 49$. Как правило, диапазон значений β_0 находится в пределах от 10 до 150. Отсюда следует, что усиление тока будет иметь место, если входной токовый сигнал подается на базу, а выходным током явля-

ется ток коллектора. При таком использовании транзистора говорят, что он включен по схеме с общим эмиттером (ОЭ). Подобная схема включения транзистора на практике применяется чаще всего, так как она позволяет получить большое усиление по току.

В схеме с ОЭ обратный ток $I_{КЭО}$, который протекает между коллектором и эмиттером при $I_Б = 0$, приблизительно равен $\beta_0 I_{КБО}$ *. Это означает, что в схеме с ОБ обратный ток примерно в β_0 раз меньше, чем в схеме с ОЭ. При малых токах коллектора коэффициент передачи тока зависит от тока коллектора (закон малых токов), а действующее значение β_0 будет примерно в 2 раза меньше обычного. Таким образом, когда $\alpha_0 = 0{,}98$ и $\beta_0 = 49$, при $I_{КБО} = 5$ мкА $I_{КЭО} = 125$ мкА.

1-9. ЭЛЕМЕНТАРНЫЕ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Для диффузии носителей зарядов через базовую область необходимо конечное время. Это приводит к уменьшению коэффициента передачи тока на высоких частотах. Если коэффициент передачи тока на частотах, близких к нулю, обозначить через $\alpha_0 = i_К/i_Э$, то с достаточной степенью точности зависимость $h^*_{21б}$ выражается формулой

$$h^*_{21б} = \frac{\alpha_0}{1 + jf/f_\alpha}, \qquad (1\text{-}2)$$

где f_α — частота, на которой усиление уменьшается до 0,7 α_0.

Так как $h_{21э} = h^*_{21б}/(1 - h^*_{21б})$, можно записать аналогично

$$h^*_{21э} = \frac{\beta_0}{1 + jf/f_\beta}, \qquad (1\text{-}3)$$

где $h_{21э}$ — снижается до 0,7 β_0 на частоте $f_\beta = (1 - \alpha) f_\alpha$.

Изменение коэффициентов $|h_{21б}|$ и $|h_{21э}|$ с частотой иллюстрируется рис. 1-17 на примере транзистора 2N3715.

Кривая усиления по току до частоты $f_\alpha/2$ близка к характеристике пассивного запаздывающего звена (конденсатор, шунтированный резистором), которая показана на рисунке пунктирной линией. Эта зависимость была использована Эберсом и Моллом для анализа характеристик переключения [15]. Модуль коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ $|h_{21э}|$ можно определить из рис. 1-17, *б*. Он уменьшается от значения β_0 до 0,7 β_0 на частоте, приблизительно равной $(1 - \alpha_0) f_\alpha$, и до 1 при $|h_{21б}| = 0{,}5$. Частота, на которой коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ равен 1, определяется соотношением

$$f_1 = f_\alpha/(1 + \Phi), \qquad (1\text{-}4)$$

где $\Phi = 0{,}2$ для транзисторов с однородной базой и изменяется от 0,2 до 1 для транзисторов с неравномерным распределением примеси в базе.

Произведение коэффициента передачи тока $|h_{21э}|$ на полосу пропускания. На рис. 1-18, *а* в логарифмическом масштабе показана зависимость $|h_{21э}|$ от частоты. Произведение $|h_{21э}|$ на полосу пропускания есть по определению f_T и ее можно получить путем продолжения прямолинейного участка кривой до пересечения с линией единичного усиления (0 дБ). Таким образом, f_T можно определить, взяв величину $|h_{21э}|$ на любой частоте участка кривой,

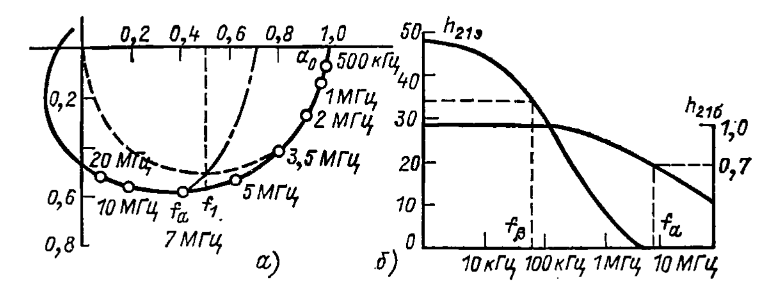


Рис. 1-17. Изменение $h^*_{21б}$ и $h_{21э}$ с частотой для транзистора 2N3715. До частоты 3,5 МГц кривая для $h_{21б}$ близка к характеристике пассивной схемы.

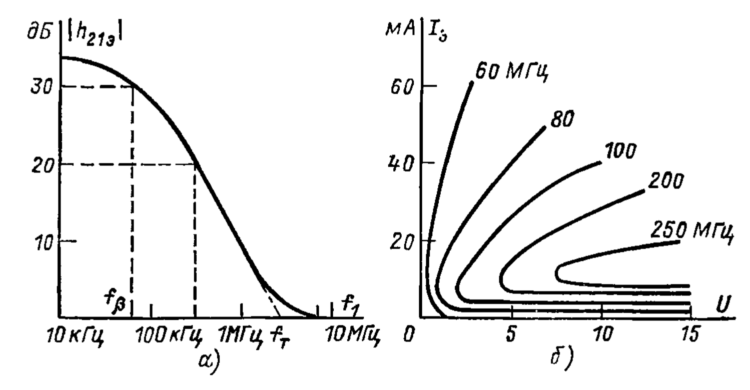


Рис. 1-18. Кривые, показывающие соотношение между частотами f_β, f_T и f_1 (*а*) и изменение произведения усиления на полосу в зависимости от положения рабочей точки высокочастотного транзистора (*б*).

имеющего наклон 20 дБ на октаву, и умножив его на частоту, на которой выбрано $|h_{21э}|$. Из рис. 1-18, *а* видно, что при $|h_{21э}| = 10$ (20 дБ) и полосе пропускания 300 кГц $f_T = 3$ МГц. Зависимость произведения коэффициента передачи на полосу пропускания от рабочей точки показана на рис. 1-18, *б*.

1-10. ПРОБИВНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

При увеличении приложенного к переходу обратного напряжения до определенной величины наступает пробой перехода, при котором большое сопротивление перехода в обратном направ-

* $I_{КБО}$ — ток через коллекторный переход при заданном обратном напряжении коллектор—база и разомкнутом выводе эмиттера. *(Прим. ред.)*

лении падает до весьма малой величины. Само по себе явление пробоя не приводит к выходу перехода из строя, хотя пробой и может привести к необратимым изменениям перехода из-за протекания через него больших токов, если не принять мер к их ограничению с помощью внешнего сопротивления.

Имеются три механизма пробоя: а) прокол, или смыкание, б) пробой Зенера, в) лавинный пробой.

Прокол. Ширина обедненного слоя перехода при обратном смещении приблизительно пропорциональна квадратному корню из напряжения. При больших напряжениях на коллекторном переходе может оказаться, что обедненный слой коллекторного перехода распространится до эмиттерного перехода и произойдет их смыкание. При этом дырки будут достигать коллектора, минуя базу, т. е. произойдет короткое замыкание между эмиттером и коллектором. Поэтому транзисторы с тонкой базой, например поверхностно-барьерные, имеют ограничение по напряжению, обусловленное возможностью смыкания коллекторного перехода с эмиттерным. Типовое напряжение смыкания для таких транзисторов около 5 В.

Пробой Зенера. Пробой Зенера имеет место, если концентрация легирующих примесей высока (чем выше степень легирования, тем ниже удельное сопротивление). Если к такому переходу приложить внешнее обратное напряжение, это приводит к перекрытию валентной зоны полупроводника типа p с зоной проводимости материала типа n, как показано на рис. 1-12 для туннельного диода, и, следовательно, к пробою перехода. Пробой подобного типа, как правило, не наблюдается в транзисторах, так как уровень концентрации примесей в них невелик. Механизм такого пробоя используется в диодах Зенера (стабилитронах) и в туннельных диодах. Обычно пробой Зенера происходит при напряжениях не более 15 В.

Лавинный пробой. В переходах с малым уровнем концентрации примесей носители, попадающие в обедненный слой, ускоряются электрическим полем, которое создается напряжением, приложенным между коллектором и базой. При достаточно большом напряжении на коллекторно-базовом переходе носители могут ионизировать связанные атомы кристаллической решетки, что приводит к увеличению числа электронно-дырочных пар. Вновь образованные носители принимают участие в процессе дальнейшей ионизации. Напряжение, при котором происходит такой процесс, называют лавинным напряжением.

При большом сопротивлении в цепи базы максимально допустимое напряжение на коллекторе невелико. Минимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером будет при разомкнутой цепи базы. При разомкнутой цепи эмиттера максимально допустимым напряжением на коллекторе будет напряжение между коллектором и базой $U_{КБ\,max}$. В импульсных схемах * переход между базой и эмиттером часто оказывается смещенным в обратном направлении, поэтому вводят и максимально допустимое обратное напряжение $U_{БЭ\,max}$. Типовыми значениями максимально допустимых напряжений являются следующие: $U_{КЭ\,max} = 40$ В, $U_{КБ\,max} = 20$ В, $U_{БЭ\,max} = 6$ В.

* Аналогично в схемах усилителей мощности классов В и С и в автогенераторах. *(Прим. ред.)*

В большинстве случаев безопасное в смысле пробоя переходов рабочее напряжение выбирается между $U_{КЭ\,max}$ и $U_{КБ\,max}$.

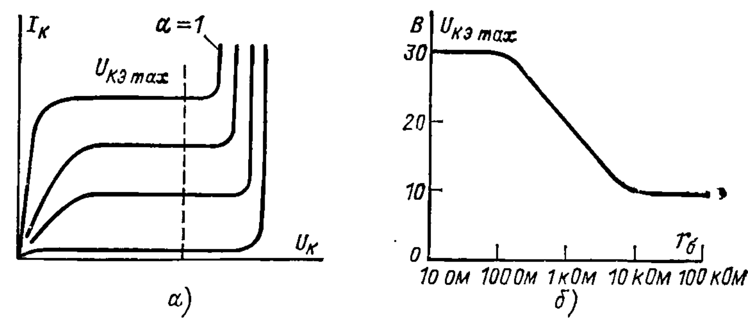


Рис. 1-19. Коллекторные характеристики транзистора в схеме с ОБ, охватывающие область пробивных напряжений (*а*) и зависимость максимально допустимого напряжения на коллекторе транзистора, включенного по схеме с ОЭ, от сопротивления базы (*б*).

Типовые коллекторные характеристки транзистора, охватывающие и область пробивных напряжений, показаны на рис. 1-19, *а*. На рис. 1-19, *б* приведена зависимость максимально допустимого напряжения на коллекторе $U_{КЭ\,max}$ от сопротивления в цепи базы.

1-11. РАССЕИВАЕМАЯ МОЩНОСТЬ [17]

Наибольшая доля рассеиваемой мощности в транзисторе приходится на коллекторно-базовый переход, в котором падение напряжения максимально. Приближенно можно считать, что

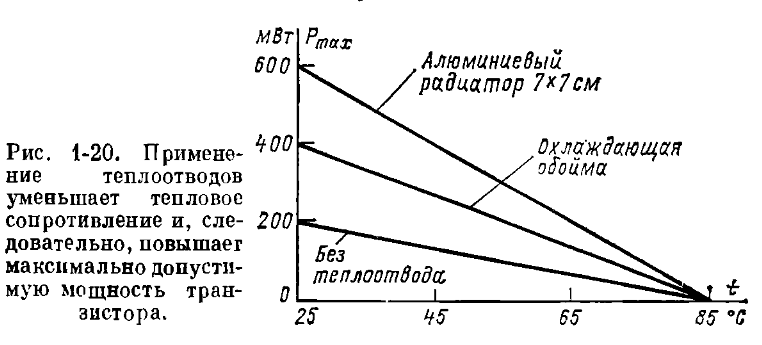


Рис. 1-20. Применение теплоотводов уменьшает тепловое сопротивление и, следовательно, повышает максимально допустимую мощность транзистора.

мощность, рассеиваемая на коллекторе, пропорциональна максимальным значениям напряжения и тока:

$$P_К \sim u_{КЭ} i_К \sim \frac{T_{пер\,max} - T_{окр}}{R_{пер\text{-}окр}}, \qquad (1\text{-}5)$$

где $T_{пер\ max}$ — максимальная температура перехода; $T_{окр}$ — температура окружающей среды; $R_{пер\text{-}окр}$ — тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой, которое выражает возрастание температуры на единицу рассеиваемой мощности.

Например, температура окружающей среды 35° С, $T_{пер\ max} = 70°$ С, $R_{пер\text{-}окр} = 1°$ С/мВт, $P_к = 35/1 = 35$ мВт.

На рис. 1-20 показано, как применение теплоотводов уменьшает тепловое сопротивление транзистора.

1-12. ТИПЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Низкочастотные и среднечастотные транзисторы изготовляются двумя основными способами: сплавления и выращивания переходов. Транзисторы сплавного типа имеют малое сопротивление коллектора и применяются в усилительных и переключающих схемах при малых и больших мощностях. Граничная частота $f_{гр}$ этих транзисторов составляет приблизительно 20 МГц. Повышение частоты выше указанной связано с уменьшением толщины базы, что приводит к недопустимому снижению механической прочности кристалла.

Самые современные методы производства позволяют получить среднечастотные и высокочастотные транзисторы с $f_т$ от 20 до 1000 МГц.

Поверхностно-барьерные транзисторы. Транзисторы поверхностно-барьерного типа были первыми высокочастотными транзисторами, которые выпускались в массовых количествах. Для изготовления очень тонкой базы этих транзисторов используется весьма точный процесс травления, а затем на базе методом электроосаждения изготовляют коллектор и эмиттер. Основным недостатком поверхностно-барьерных транзисторов является малое напряжение прокола (около 6 В). В дальнейшем этот метод производства был заменен микросплавным процессом.

Транзисторы с диффузионной базой. Подобные транзисторы иногда называют дрейфовыми *. За счет изменения удельного сопротивления материала базы в ней формируется электрическое поле. Носители заряда двигаются через область базы под действием этого поля (дрейфуют), а не диффундируют, как это имеет место в транзисторах с однородной базой. Это приводит к уменьшению времени пролета носителей через базу и, следовательно, к расширению частотного диапазона.

Мезатранзисторы. Мезатранзисторы изготовляются на основе материала, который образует коллекторную область. Методом диффузии полупроводникового материала на нем формируется базовая область. На диффузионной области методом вплавления изготовляются две полоски, одна из которых образует эмиттерную область транзистора, а вторая — базовый контакт. Малая толщина диффузионной базы позволяет получить высокое значение граничной частоты, а сравнительно большие размеры коллекторной области обеспечивают большую мощность рассеяния.

* К дрейфовым в этом случае относятся все типы транзисторов, в которых за счет неравномерного распределения примесей в базе создается ускоряющее электрическое поле. Мезатранзисторы, планарные транзисторы и их разновидности — также являются дрейфовыми. *(Прим. ред.)*

Эпитаксиальные мезатранзисторы. Существенным недостатком мезатранзисторов является накопление носителей зарядов, которое ограничивает скорость переключения и приводит к большому сопротивлению в режиме насыщения. Последний недостаток возникает из-за необходимости использовать материал с высоким удельным сопротивлением такой толщины, которая обеспечивала бы механическую прочность. Указанные недостатки устраняются в эпитаксиальных мезатранзисторах, которые изготовляются путем осаждения тонкого эпитаксиального слоя с высоким удельным сопротивлением на сравнительно толстую подложку из материала с малым удельным сопротивлением, как это показано на рис. 1-21.

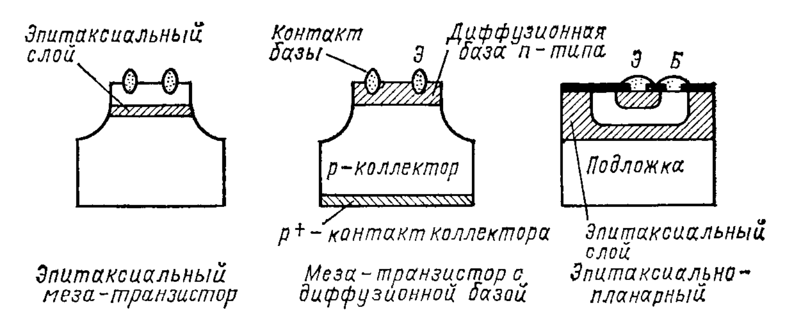


Рис. 1-21. Устройство трех различных типов транзисторов. По сравнению со сплавными транзисторами (рис. 1-14) эти типы имеют более массивный коллектор, а следовательно, большую рассеиваемую мощность.

Планарные транзисторы. Планарные транзисторы изготовляются путем оксидирования поверхности кремния, используемого в качестве подложки, с последующей диффузией примесей через предварительно вытравленные окна в слое двуокиси кремния. Применение такого метода позволяет уменьшить токи утечки и получить большое усиление при малых токах. Разработка и применение кремниевой эпитаксиально-планарной технологии позволили изготовлять в больших количествах транзисторы с хорошими характеристиками и высокой надежностью. В настоящее время такой тип транзисторов получил наиболее широкое распространение.

1-13. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

При обычном режиме работы входной переход транзистора смещен в прямом направлении, поэтому к входным зажимам должна подводиться мощность от источника. Выходной ток является функцией как входного тока, так и входного напряжения.

Входные характеристики. На рис. 1-22 показаны входные характеристики, которые представляют собой зависимость тока базы

от напряжения на базе при постоянном напряжении на коллекторе, для транзистора, включенного по схеме с ОЭ.

Входное дифференциальное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ h_{11} равно:

$$h_{11}=\frac{\delta U_Б}{\delta I_Б} \quad \text{при} \quad U_{КЭ}=\text{const}. \tag{1-6}$$

Наклон входной характеристики в любой рабочей точке равен соответствующему значению h_{11}. Очевидно, что входные характеристики зависят от напряжения на коллекторе. Анализ входных характеристик показывает, что при изменении коллекторного напряжения входное сопротивление меняется незначительно, но при изменении напряжения на базе меняется в широких пределах. Типовые значения h_{11} для маломощных транзисторов находятся в пределах от 500 до 2000 Ом.

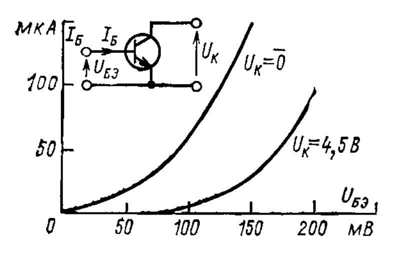


Рис. 1-22. Входные характеристики транзистора, включенного по схеме с ОЭ.

Передаточные характеристики. Передаточные характеристики связывают выходной ток с входным. Эта зависимость является линейной, кроме областей очень малых и очень больших токов (рис. 1-23). Наклон передаточной характеристики представляет собой коэффициент передачи тока транзистора, который для схемы с ОЭ выражается соотношением

$$h_{21}=\delta I_К/\delta I_Б \quad \text{при} \quad U_{КЭ}=\text{const}. \tag{1-7}$$

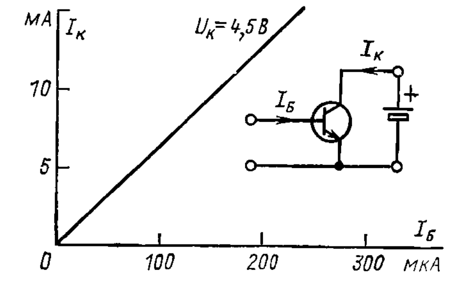


Рис. 1-23. Передаточная характеристика транзистора, включенного по схеме с ОЭ.

Ранее коэффициент передачи тока был обозначен символом β. Входные и передаточные характеристики можно получить экспериментальным путем в лабораторных условиях, используя в качестве входного постоянный ток от генератора тока.

Выходные характеристики. Семейство выходных характеристик транзистора, показанное на рис. 1-24, связывает ток коллектора с напряжением на коллекторе при токе базы в качестве параметра. Наклон кривых определяет выходную проводимость транзистора, которая выражается соотношением

$$h_{22}=\frac{\delta I_К}{\delta U_К} \quad \text{при} \quad I_Б=\text{const}. \tag{1-8}$$

Типовое значение выходной проводимости $50\cdot10^{-6}$ См.

Характеристики обратной связи по напряжению. Эти характеристики связывают между собой входное и выходное напряжения и показывают степень внутренней обратной связи транзистора по напряжению. Наклон их выражается соотношением

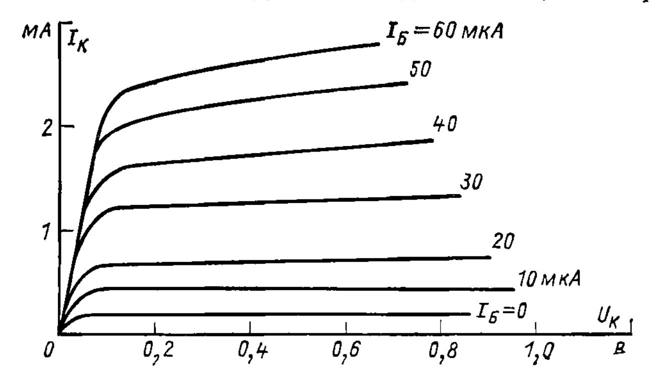


Рис. 1-24. Выходные характеристики транзистора.

$$h_{12}=\delta U_Б/\delta U_К \quad \text{при} \quad I_Б=\text{const}. \tag{1-9}$$

Типовое значение обратной связи по напряжению — $5\cdot10^{-4}$.

1-14. МАЛОСИГНАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Гибридная эквивалентная схема. Малосигнальные характеристики выражаются с помощью h-параметров. На низких частотах при работе с малым уровнем сигнала транзистор можно представить эквивалентной схемой, показанной на рис. 1-25. Эта схема описывается системой уравнений

$$u_1=h_{11}i_1+h_{12}u_2; \tag{1-10}$$

$$i_2=h_{21}i_1+h_{22}u_2. \tag{1-11}$$

Или в матричной форме

$$\begin{vmatrix} u_1 \\ i_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_1 \\ u_2 \end{vmatrix}, \tag{1-12}$$

где

$$\left.\begin{aligned} h_{11}&=\delta U_{вх}/\delta I_{вх} \quad \text{при} \quad U_К=\text{const}; \\ h_{11}&=u_1/i_1 \quad \text{при} \quad u_2=0, \end{aligned}\right\} \tag{1-13}$$

т. е. при коротком замыкании выходной цепи;

$$\left.\begin{aligned} h_{12}&=\delta U_{вх}/\delta U_{вых} \quad \text{при} \quad I_Б=\text{const}; \\ h_{12}&=u_1/u_2 \quad \text{при} \quad i_1=0, \end{aligned}\right\} \tag{1-14}$$

т. е. при разомкнутой входной цепи;

$$\left.\begin{aligned} h_{21}&=\delta I_{вых}/\delta I_{вх} \quad \text{при} \quad U_К=\text{const}; \\ h_{21}&=i_2/i_1 \quad \text{при} \quad u_2=0, \end{aligned}\right\} \tag{1-15}$$

т. е. при коротком замыкании выходной цепи;

$$\left.\begin{aligned} h_{22}&=\delta I_{\text{вых}}/\delta U_{\text{вых}} \quad \text{при} \quad I_{\text{Б}}=\text{const};\\ h_{22}&=i_2/u_2 \quad \text{при} \quad i_1=0, \end{aligned}\right\} \qquad (1\text{-}16)$$

т. е. при разомкнутой входной цепи.

Величины h-параметров зависят от схемы включения транзистора. Чтобы обозначить, к какой схеме включения относятся параметры, используют второй индекс: э, б или к. Таким образом, $h_{11э}$ — входное сопротивление в схеме с ОЭ; $h_{21б}$ — коэффициент обратной связи по напряжению в схеме с ОБ; $h_{22к}$ — выходная проводимость в схеме с ОК; $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ.

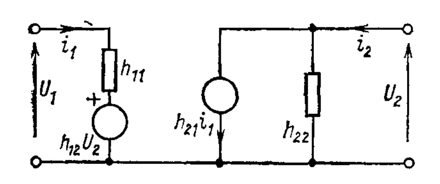


Рис. 1-25. Гибридная эквивалентная схема транзистора для малых сигналов.

Значения гибридных параметров зависят от условий работы транзистора, особенно от тока коллектора. Эта зависимость приведена на рис. 1-26. Коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ при коротком замыкании выходной цепи при изменении тока коллектора остается почти неизменным, и поэтому он может служить показателем качества при сравнении различных транзисторов.

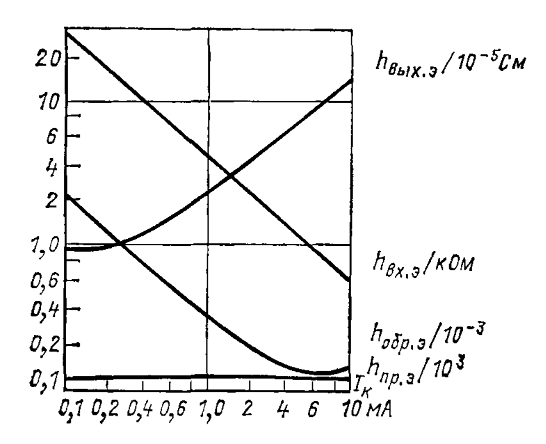


Рис. 1-26. Зависимость гибридных параметров от тока коллектора.

Входное сопротивление в схеме с ОЭ при коротком замыкании на выходе $h_{11э}$ обратно пропорционально току коллектора. Оценить его можно посредством соотношения $h_{11э} \approx r_э h_{21э}$, где $r_э$ — дифференциальное сопротивление, которое можно определить по вольт-амперной характеристике диода, смещенного в прямом

направлении (рис. 1-1, *б*), характеристика в аналитическом виде записывается формулой

$$I=I_0 \exp\left(-\frac{eU}{kT}\right),$$

где I_0 — обратный ток диода; k — постоянная Больцмана; e — заряд электрона; T — абсолютная температура; U — постоянное напряжение на диоде. При комнатной температуре kT/e = 25 мВ.

Дифференцируя приведенное выражение для тока диода, получаем:

$$\frac{dI}{dU}=\frac{Ie}{kT}.$$

Отсюда прямое сопротивление диода

$$r_Э=\frac{dU}{dI}=\frac{kT/e}{I}=\frac{25\cdot 10^{-3}}{I}.$$

Таким образом, $r_э$ = 25 Ом при $I_Э$ = 1 мА. Теперь можно записать приближенное выражение для входного сопротивления в омах: $h_{11э} = 25h_{21э}/I_Э$, где $I_Э$ — ток в миллиамперах.

1-15. ВЫБОР РАБОЧЕЙ ТОЧКИ ТРАНЗИСТОРА [17]

При работе транзистора в нормальном режиме переход эмиттер-база смещен в прямом направлении и при этом протекает базовый ток. В других устройствах, например полевых транзисторах

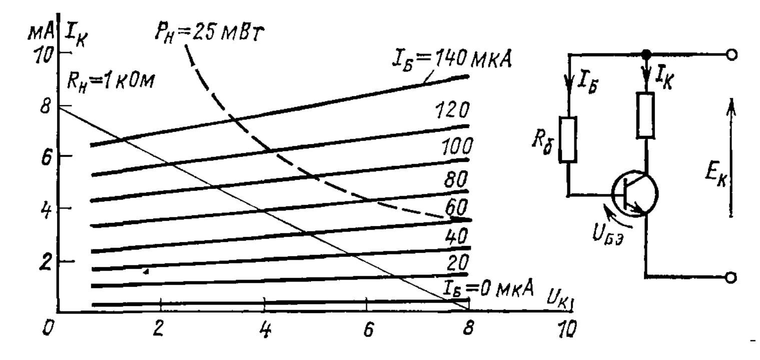


Рис. 1-27. Нахождение тока базы, определяющего положение рабочей точки. Рабочая точка должна лежать ниже кривой максимально допустимой мощности.

или электронных лампах, на входной электрод подается запирающее напряжение, и поэтому в идеальном случае тока во входной цепи нет.

Ток базы. Из рис. 1-27 имеем:

$$I_Б=(E_к-U_{БЭ})/R_б. \qquad (1\text{-}17)$$

Так как $U_{БЭ} \ll E_к$, $I_Б \approx E_к/R_б$. Следовательно, при $R_н = 1$ кОм, $E_к = 8$ В и $I_Б = 60$ мкА

$$R_б = \frac{E_К}{I_Б} = \frac{8}{60 \cdot 10^{-6}} = 133 \text{ кОм}.$$

Так как $I_К = h_{21Э} I_Б + I_{КЭО}$, где $h_{21Э}$ — коэффициент передачи тока при большом сигнале, для заданных условий

$$h_{21Э} = (I_К - I_{КЭО})/I_Б = 57. \qquad (1\text{-}18)$$

Коэффициент передачи тока для малого сигнала $h_{21э}$ в рабочей точке равен 52. Отсюда следует, что при использовании $h_{21э}$ вместо $h_{21Э}$ ошибка будет незначительной.

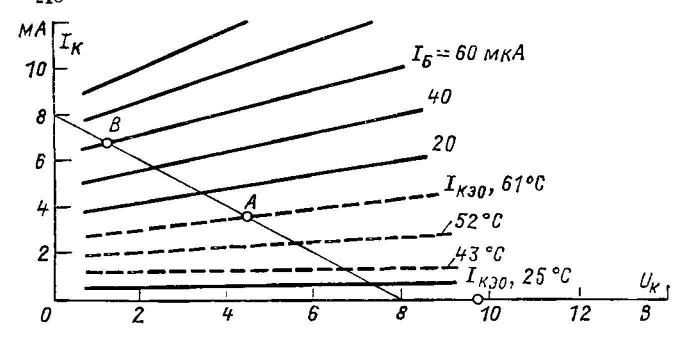


Рис. 1-28. Изменение положения рабочей точки, обусловленное повышением температуры германиевого транзистора.

(*А* и *В* рабочие точки при температуре 25 и 61° С соответственно).

Преимущества задания рабочей точки током базы: требуется небольшое количество простых схемных элементов; ток смещения почти не зависит от напряжения на эмиттерно-базовом переходе $U_{БЭ}$. Это напряжение необходимо для стабилизации тока коллектора при повышении температуры. При $U_{БЭ} \ll E_к$ ток смещения $I_Б$ почти не зависит от $U_{БЭ}$.

Недостатки: так как $I_{КЭО}$ является неуправляемым током, он может ограничивать размах колебаний на коллекторе или даже сместить рабочую точку в крайнее нижнее положение (ток $I_{КЭО}$ удваивается при повышении температуры на 80° С); коэффициент передачи тока увеличивается при повышении температуры и может сильно различаться у разных экземпляров транзисторов. Установившееся значение тока коллектора $I_К = \beta_0 I_Б + I_{КЭО}$, поэтому положение рабочей точки может меняться, как это показано на рис. 1-28.

Несмотря на указанные недостатки, токовое смещение широко используется, особенно при экспериментальных работах. Изменение положения рабочей точки существенно уменьшается при больших токах коллектора ($I_{КЭО} \ll I_К$) и малых нагрузках.

Смещение цепью обратной связи с коллектора. В идеальном случае смещение на транзистор должно задаваться таким способом, чтобы исключить большие уходы рабочей точки при изменении температуры. Действительно, при отсутствии температурной стабилизации или в случае, когда стабилизация недостаточна, тепловые уходы рабочей точки неизбежны. Тепловое смещение рабочей точки происходит тогда, когда повышение температуры вызывает увеличение тока коллектора, которое в свою очередь приводит к дальнейшему росту температуры. Таким образом, подобный эффект является накапливающимся и может привести к разрушению транзистора, хотя на практике это может произойти только в мощных каскадах.

На схеме на рис. 1-29, *а* показан простейший метод температурной стабилизации рабочей точки. Для этой схемы можно записать: $U_К \approx E_к - I_К R_к$ (считаем, что ток базы $I_Б$ мал по сравнению с $I_К$ и им можно пренебречь); $I_К = \beta_0 I_Б + I_{КЭО}$, $I_Б \approx U_К/R_{бк}$ (пренебрегаем $U_{БЭ}$ по сравнению с $U_К$). Комбинируя эти равенства, получаем:

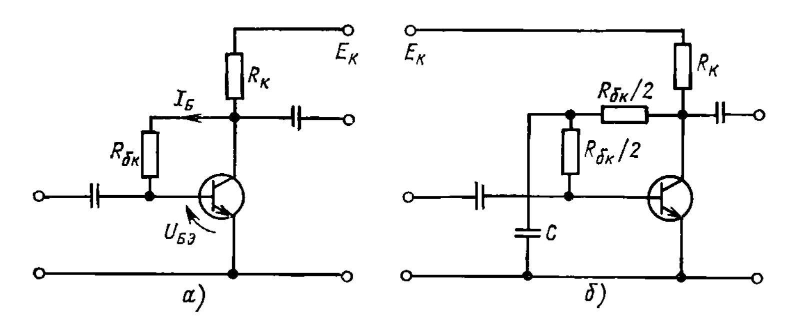


Рис. 1-29. Стабилизация рабочей точки с помощью цепи обратной связи с коллектора на базу (*а*) и развязка резистора обратной связи для исключения снижения усиления, обусловленного отрицательной обратной связью (*б*).

$$I_К \approx \frac{\beta_0 E_к}{R_{бк} + \beta_0 R_к} + \frac{I_{КЭО} R_{бк}}{R_{бк} + \beta_0 R_к}. \qquad (1\text{-}19)$$

Дифференцируя последнее равенство по $I_{КЭО}$, получаем:

$$\frac{\delta I_К}{\delta I_{КЭО}} = \frac{1}{1 + \beta_0 R_к / R_{бк}}. \qquad (1\text{-}20)$$

Из полученного соотношения следует, что приращение тока утечки $\delta I_{КЭО}$ приводит к приращению тока коллектора, равному $\frac{1}{k}\delta I_К$, где

$$\frac{1}{k} = \frac{1}{1 + \beta_0 R_к / R_{бк}}. \qquad (1\text{-}21)$$

Множитель k представляет собой коэффициент стабилизации, необходимо стремиться сделать его по возможности большим. Это достигается применением транзисторов, имеющих большой коэффициент передачи тока β_0.

Расчет сопротивления $R_{бк}$. Если выбрать, как и в предыдущем примере, $\beta = 52$, $R_К = 1$ кОм, $I_Б = 60$ мкА и $U_К = 4{,}5$ В, то $R_{бк} = U_К/I_Б = 4{,}5/(60\cdot10^{-6}) = 75$ кОм. При этом коэффициент стабилизации будет равен $k = 1 + \beta_0 R_К/R_{бк} = 1{,}7$.

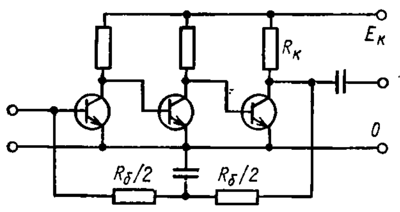


Рис. 1-30. Трехкаскадный усилитель со стабилизирующей обратной связью. Если напряжение на коллекторе выходного транзистора равно $E_К/2$, то коэффициент стабилизации $k = 2$.

Недостатки: ток коллектора должен быть больше обратного тока $I_{КЭО}$; имеется отрицательная обратная связь на частоте сигнала, если не предусмотреть специальных мер для развязки, как это показано на рис. 1-29, *б*; степень стабилизации сравнительно невелика.

Рассмотренный метод стабилизации, как правило, применяется в усилительных каскадах, которые полностью инвертируют сигнал. Преимуществом метода является то, что для его реализации требуется лишь один конденсатор, а следовательно, при этом вносится только одна дополнительная постоянная времени. Последнее очень важно для усилителей с обратной связью. Такой метод смещения можно использовать и в многокаскадном усилителе при условии, что он является инвертирующим, как, например, на рис. 1-30.

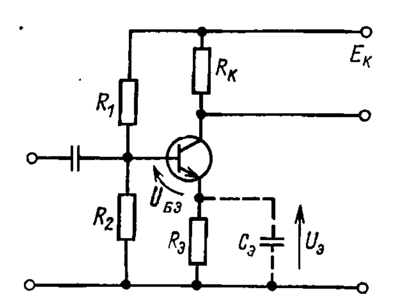


Рис. 1-31. Стабилизация с помощью резистора в цепи эмиттера. Конденсатор $C_Э$ предназначен для развязки $R_Э$ и предотвращения снижения усиления за счет отрицательной обратной связи.

Стабилизация с помощью резистора в цепи эмиттера. Такой метод стабилизации применяется совместно с делителем напряжения, с помощью которого задается напряжение на базе. Из схемы, приведенной на рис. 1-31, видно, что напряжение на базе задается делителем, который образован резисторами R_1 и R_2:

$$I_Э = U_Э/R_э = (U_Б - U_{БЭ})/R_э \approx U_Б/R_э,$$

где $U_Б$ много больше по сравнению с $U_{БЭ}$ (как правило, $U_Б \approx \approx 10\,U_{БЭ}$).

При малых сопротивлениях резисторов R_1 и R_2 и большом сопротивлении $R_э$ эта схема ничем не отличается от схемы с ОБ. Током утечки является $I_{КБО}$ (не $I_{КЭО}$), равный примерно 10 мкА, а $I_К = \alpha_0 I_Э + I_{КБО}$. В широком диапазоне температур коэффициент передачи тока α_0 изменяется незначительно, следовательно, эта схема обеспечивает хорошую стабилизацию.

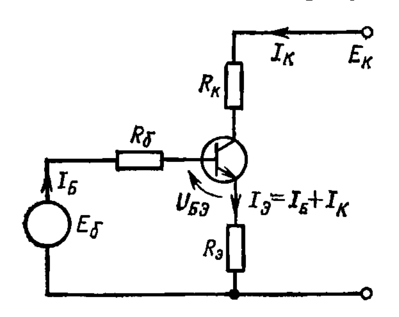


Рис. 1-32. Эквивалентная схема каскада для определения коэффициента стабилизации.

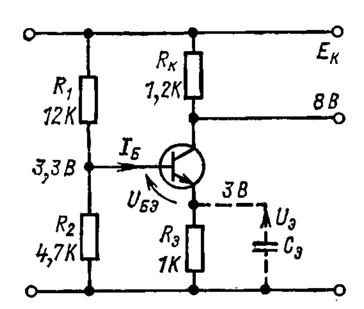


Рис. 1-33. Схема проектирования к примеру.

Схему можно представить в виде, показанном на рис. 1-32, где

$$R_б = R_1R_2/(R_1 + R_2).$$

Если сделать так, чтобы $R_К$ и $R_Э$ были не слишком велики, тогда

$$I_К \approx I_{КЭО} + \beta_0 I_Б; \quad (1\text{-}22)$$

$$\left.\begin{aligned} &I_Э + I_К + I_Б = 0; \\ &I_Б = \frac{E_б - (U_{БЭ} - R_э I_Э)}{R_б}. \end{aligned}\right\} \quad (1\text{-}23)$$

Из этих трех уравнений можно получить выражения для $I_Б$ и $I_К$ при $U_{БЭ} \ll U_Э$:

$$I_Б = \frac{E_б}{R_б + R_э} - \frac{U_{БЭ} + R_э I_К}{R_б + R_э}; \quad (1\text{-}24)$$

$$I_К = \frac{I_{КЭО}}{k} + \frac{\beta_0 E_б}{R_Э + R_б}\,\frac{1}{k}, \quad (1\text{-}25)$$

где

$$k = 1 + \beta_0 R_Э/(R_Э + R_б). \quad (1\text{-}26)$$

Дифференцируя $I_К$ по $I_{КЭО}$, получаем:

$$\delta I_К/\delta I_{КЭО} = 1/k. \quad (1\text{-}27)$$

Коэффициент k является коэффициентом стабилизации и при $R_Э \gg R_б$; $k \approx 1 + \beta$. Таким образом, разработчик имеет возможность получить необходимую степень стабилизации путем соответствующего выбора сопротивлений $R_Э$ и $R_б$.

Пример проектирования 1-1. Требуется получить амплитуду выходного сигнала 3 В без искажений формы сигнала. На коллекторных характеристиках выбираем рабочую точку: $U_К = 8$ В и $I_К = 3$ мА при напряжении источника питания $E_к = 12$ В. Коллекторное напряжение будет изменяться от 5 до 11 В, следовательно, $U_Э$ должно быть несколько меньше 5 В. Выберем $U_Э = 3$ В, тогда при $I_К = 3$ мА $R_э = 1$ кОм.

Отношение сопротивлений $R_б/R_э$ выбирается в соответствии с требуемой степенью стабилизации. При $R_б/R_э = 3$

$$R_б = R_1R_2/(R_1 + R_2) = 3 \text{ кОм}. \quad (1\text{-}28)$$

Так как ток базы $I_Б$ обычно имеет небольшое значение,

$$U_Б \approx E_к R_2/(R_2 + R_1).$$

Но, с другой стороны, $U_Б = U_{БЭ} + U_Э$, и так как $U_{БЭ} \ll U_Э$, то

$$U_Б = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_к \approx U_Э. \quad (1\text{-}29)$$

Следовательно, $12R_2/(R_1 + R_2) = 3$ и $R_1 = 3R_2$. Подставляя полученные значения в (1-29), получаем $R_2 = 4$ кОм и $R_1 = 12$ кОм. Выбираем стандартные значения 4,7 и 12 кОм. Для обеспечения требуемого коллекторного напряжения $U_К$ необходимо выбрать $R_б = 4/(3 \cdot 10^{-3}) \approx 1,2$ кОм.

Рассчитанная схема показана на рис. 1-33. При меньших значениях сопротивления $R_б$ стабильность схемы улучшается. Однако следует иметь в виду, что, во-первых, от источника питания будет потребляться больший ток и, во-вторых, уменьшится входное сопротивление усилителя.

В большинстве усилителей переменного тока параллельно $R_э$ ставится развязывающий конденсатор, который устраняет отрицательную обратную связь на частоте сигнала. Фактически включение $R_э$ увеличивает эффективное входное сопротивление от $h_{11э}$ до $h_{22э} + h_{21э}R_э$, тем самым уменьшая коэффициент передачи напряжения.

1-16. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

На рис. 1-34, *а* даны три схемы включения транзистора, причем представлены схемы только для сигнала, а все источники постоянного напряжения заменены короткозамкнутыми цепями. Транзистор можно представить в виде стандартной гибридной эквивалентной схемы (см. рис. 1-25). Однако ее параметры для каждой схемы включения транзистора будут различны. В табл. 1-1 приведены параметры схем с ОБ и с ОК, выраженные через параметры схемы с ОЭ.

С другой стороны, гибридная эквивалентная схема для включения транзистора с ОЭ может быть преобразована для любой другой схемы включения, как показано на рис. 1-34, *б*. При условии, что сопротивление нагрузки $R_н$ меньше, чем $1/h_{22э}$, эквивалентные схемы можно существенно упростить, не внося при этом больших ошибок. Такие упрощенные эквивалентные схемы приведены на рис. 1-34, *в*.

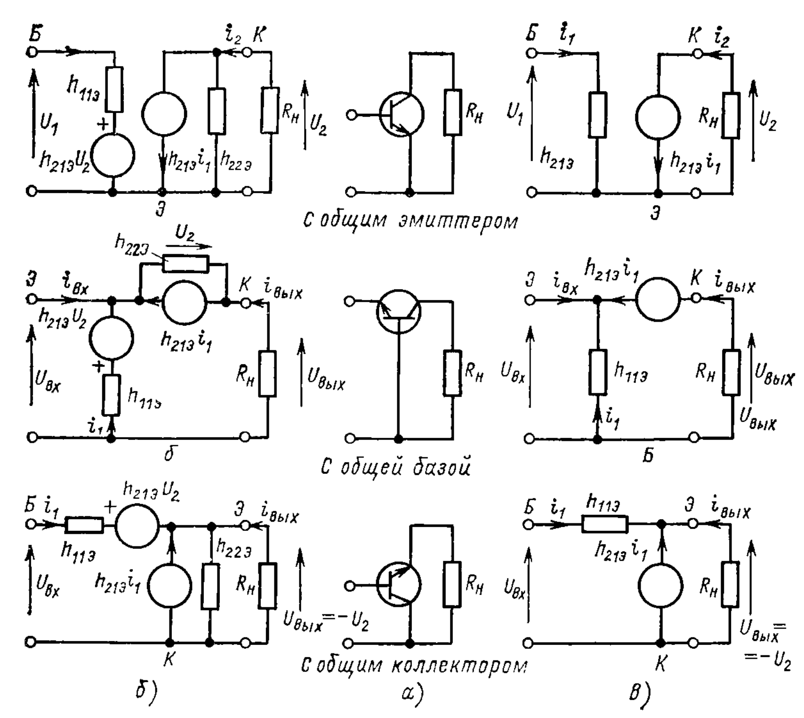


Рис. 1-34. Три схемы включения транзистора.

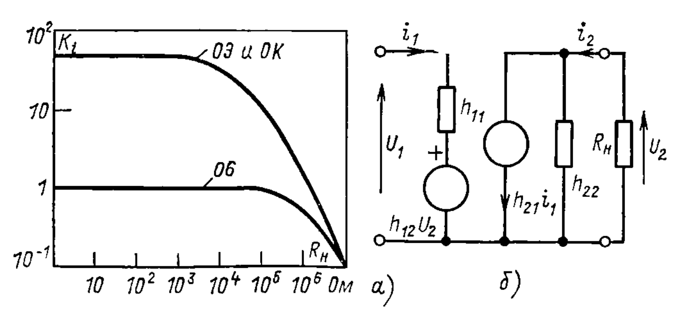


Рис. 1-35. Зависимость коэффициента передачи тока от сопротивления нагрузки для трех схем включения транзистора (*а*) и гибридная эквивалентная схема транзистора (*б*).

Таблица 1-1

Общий эмиттер	Общая база	Общий коллектор
$h_{11э}$	$h_{11б}=\dfrac{h_{11э}}{1-h_{12э}+h_{21э}+\Delta h_э}$	$h_{11к}=h_{11э}$
$h_{12э}$	$h_{12б}=\dfrac{\Delta h_э-h_{12э}}{1-h_{12э}+h_{21э}+\Delta h_э}$	$h_{12к}=1-h_{12э}$
$h_{21э}$	$h_{21б}=\dfrac{-(h_{21э}+\Delta h_э)}{1-h_{12э}+h_{21э}+\Delta h_э}$	$h_{21к}=-(1+h_{21э})$
$h_{22э}$	$h_{22б}=\dfrac{h_{22э}}{1-h_{12э}+h_{21э}+\Delta h_э}$	$h_{22к}=h_{22э}$

Примечание. $\Delta h_э=h_{11э}h_{22э}-h_{12э}h_{21э}$.

Коэффициент передачи тока. Коэффициент передачи тока через параметры гибридной эквивалентной схемы (рис. 1-35, *б*) выражается соотношением

$$\frac{i_2}{i_1}=\frac{h_{21}G_н}{h_{22}+G_н}. \qquad (1\text{-}30)$$

Если $G_н$ велико по сравнению с h_{22}, то коэффициент передачи тока приближается к величине h_{21} (при коротком замыкании на выходе). Для схемы с ОЭ $h_{21}=\beta=h_{21э}$. Для схемы с ОБ из рис. 1-34, *в* $i_{вх}=-i_1-h_{21э}i_1$, $i_{вых}=h_{22э}i_1$.

Коэффициент передачи тока $h_{22б}$ будет равен:

$$\frac{i_{вых}}{i_{вх}}=\frac{-h_{21э}}{1+h_{21э}}.$$

При $h_{21э}=49$ коэффициент передачи тока равен $-0{,}98$ для схемы с ОБ и численно равен α. Знак минус означает, что направление тока, вытекающего из коллектора, противоположно направлению, принятому за положительное (см. рис. 1-25).

Коэффициент передачи тока для схемы с ОК также является отрицательным. Из рис. 1-34, *в* $i_{вых}=-i_1-h_{21э}i_1$, отсюда находим коэффициент передачи тока $i_{вых}/i_1=-(1+h_{21э})$. Таким образом, при $h_{21э}=49$ коэффициент передачи тока в схеме с ОК $h_{21к}=-50$.

Уравнение (1-30) можно использовать для того, чтобы определить, каким образом коэффициент передачи тока изменяется в зависимости от сопротивления нагрузки.

Коэффициент передачи тока уменьшается до половины своего значения при коротком замыкании на выходе, если проводимость нагрузки равна h_{22}. Так как типовое значение $h_{22э}$ соответствует 20 кОм, а $h_{22б}=1$ МОм, очевидно, что падение коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ начнется при меньшем сопротивлении нагрузки, чем в схеме с ОБ. Этот факт иллюстрирует рис. 1-35.

Коэффициент передачи напряжения. Используя закон Ома, из рис. 1-35 получим:

$$u_2=\frac{-h_{21}}{h_{22}+G_н}i_1=\frac{-h_{21}}{h_{22}+G_н}\,\frac{u_1-h_{12}u_2}{h_{11}}.$$

Отсюда коэффициент передачи напряжения

$$\frac{u_2}{u_1}=\frac{-h_{21}}{h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21}+h_{11}G_н}=\frac{-h_{21}}{\Delta h+h_{11}G_н}, \qquad (1\text{-}31)$$

где $\Delta h=h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21}$.

В большинстве случаев на практике выполняется условие $G_н\gg\Delta h/h_{11}$, тогда

$$u_2/u_1\approx-h_{21}/(h_{11}G_н). \qquad (1\text{-}32)$$

Таким образом, для схемы с ОЭ, используя упрощенную эквивалентную схему (рис. 1-34, *в*) и законы Кирхгофа (приложение А), будем иметь:

$$\left.\begin{aligned}&u_{вых}=(h_{21э}+1)R_нi_1;\\&\frac{u_{вых}}{u_{вх}}\approx\frac{u_{вых}}{h_{11э}i_1+u_{вых}}=\frac{(1+h_{21э})R_н}{h_{11э}+(1+h_{21э})R_н}.\end{aligned}\right\} \qquad (1\text{-}33)$$

При сопротивлении нагрузки $R_н$, меньшем по сравнению с $h_{11э}/(1+h_{21э})$, коэффициент передачи напряжения в схеме с ОК близок к единице. По этой причине и еще потому, что сигнал в схеме с ОК не инвертируется, ее часто называют эмиттерным повторителем.

Более точные выражения для коэффициента передачи напряжения можно получить, используя эквивалентные схемы на рис. 1-34, *б*. Все эти выражения зависят от сопротивления нагрузки. Эти зависимости показаны на рис. 1-36.

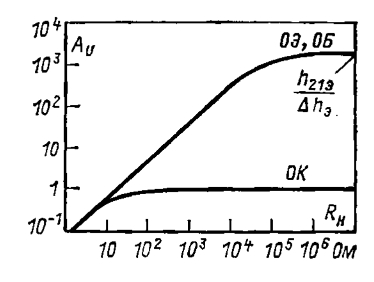


Рис. 1-36. Коэффициент передачи напряжения в зависимости от сопротивления нагрузки.

Входное сопротивление схемы с ОЭ. Из упрощенной гибридной эквивалентной схемы на рис. 1-34, *в* следует, что входным сопротивлением является $h_{11э}$, которое приблизительно равно 2 кОм для маломощных транзисторов при токе эмиттера около 1 мА.

Входное сопротивление схемы с ОБ. Из рис. 1-34, *в* следует:

$$R_{вх}=\frac{u_{вх}}{i_{вх}}\approx-\frac{-h_{11э}i_1}{-i_1-h_{21э}i_1}=\frac{h_{11э}}{1+h_{21э}}. \qquad (1\text{-}34)$$

Входное сопротивление схемы с ОБ много меньше, чем схемы с ОЭ, и равно 39 Ом при $h_{11э}=2$ кОм и $h_{21э}=50$. Малое входное сопротивление обусловлено большим входным током в схеме.

Входное сопротивление схемы с ОК. Применяя законы Ома и Кирхгофа к схеме на рис. 1-34, *в*, получаем:

$$R_{вх} = \frac{u_{вх}}{i_{вх}} \approx \frac{h_{11э} i_1 + u_{вых}}{i_1} =$$
$$= \frac{h_{11э} i_1 + (1 + h_{21э})\, i_1 R_{н}}{i_1} = h_{11э} + (1 + h_{21э})\, R_{н}. \qquad (1\text{-}35)$$

При сопротивлении нагрузки $R_{н}$, отличном от нуля, входное сопротивление каскада с ОК оказывается выше, чем в схеме с ОЭ, так как добавление выходного напряжения к напряжению $h_{11э} i_1$ увеличивает входное напряжение при фиксированном значении входного тока. Хотя входное сопротивление может быть очень большим, порядка нескольких мегаомов, через базу транзистора всегда протекает ток, равный выходному току, поделенному на коэффициент передачи тока. (Заметим, что приборы, которые работают при обратносмещенном входном переходе, например полевые транзисторы, имеют высокое входное сопротивление и входной ток в них отсутствует.)

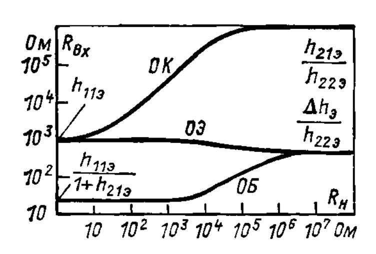


Рис. 1-37. Сравнение характера зависимости входного сопротивления от сопротивления нагрузки для различных схем включения транзистора.

При $R_{н} = 1$ кОм, $h_{21э} = 50$ и $h_{11э} = 2$ кОм, $R_{вх} = 53$ кОм.

В приближенных расчетах для определения входного сопротивления эмиттерного повторителя часто используют приближенную формулу

$$R_{вх} \approx h_{21э} R_{н}.$$

Зависимости входного сопротивления от $R_{н}$ для различных схем включения показаны на рис. 1-37.

Выходное сопротивление. Выходное сопротивление в схеме с ОЭ с изменением внутреннего сопротивления источника сигнала $R_{с}$ остается приблизительно постоянным, а в двух других схемах включения транзистора оно изменяется, как это показано на рис. 1-38, *а*.

Из рис. 1-38, *б* видно, что в схеме с ОЭ генератор вырабатывает ток, направление которого противоположно направлению выходного тока, вследствие чего при протекании тока базы выходное сопротивление увеличивается. Явление протекания токов в противоположных направлениях имеет место в схемах с ОБ и с ОК, так как $h_{21б}$ и $h_{21к}$ имеют отрицательную величину.

Из рис. 1-38 имеем $i_1 = -h_{12} u_2/(h_{12} + R_{с})$ и $i_2 = i_1 h_{21} + u_2 h_{22}$, тогда выходная проводимость

$$G_{вых} = \frac{i_2}{u_2} = \frac{-h_{12} h_{21}}{h_{11} + R_{с}} + h_{22}. \qquad (1\text{-}36)$$

При подстановке значений h-параметров для схемы с ОК из табл. 1-1 в уравнение (1-36) получим:

$$G_{вых.\,к} = \frac{(1 + h_{21э})(1 - h_{12э})}{h_{11э} + R_{с}} + h_{22э} \approx \frac{1 + h_{21э}}{R_{с}},$$

при

$$\frac{1 + h_{21э}}{h_{22э}} > R_{с} > h_{11э}.$$

Таким образом, при $R_{с} = 5$ кОм и $h_{21э} = 49$ $R_{вых.\,к} = 100$ Ом.

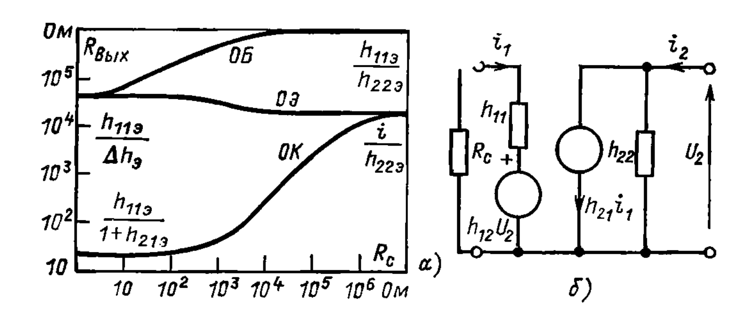


Рис. 1-38. Зависимость выходного сопротивления от внутреннего сопротивления источника сигнала (*а*) и гибридная эквивалентная схема транзистора с учетом внутреннего сопротивления источника сигнала (*б*).

Коэффициент усиления по мощности. Коэффициент усиления по мощности определяется как отношение выходной мощности к мощности на входе. Отсюда для активной нагрузки *

$$K_p = \frac{u_{вых} i_{вых}}{u_{вх} i_{вх}} = K_U K_i,$$

т. е. коэффициент усиления по мощности представляет собой произведение коэффициентов передачи напряжения и тока. Очевидно, что схема с ОЭ будет иметь наибольший коэффициент усиления по мощности **, так как у нее наибольшие коэффициенты передачи по напряжению и току. Сравнительные зависимости коэффициентов усиления по мощности от сопротивления нагрузки для различных схем включения транзистора показаны на рис. 1-39.

Характеристики транзисторных усилителей. Схема включения транзистора с ОЭ наиболее широко применяется в усилительной технике, поскольку она обеспечивает усиление как по току, так и по напряжению. Кроме того, этой схеме отдают предпочтение благодаря более подходящим входному и выходному сопротивлениям, которые в большинстве случаев остаются достаточно стабильными. При каскадном соединении схем с ОЭ благодаря

* И активного входного сопротивления транзистора. *(Прим. ред.)*
** На низких для транзистора частотах. *(Прим. ред.)*

усилению по току в них можно получить и усиление по напряжению. Если через K_i обозначить коэффициент передачи тока каждого из каскадов, то из рис. 1-40 следует:

$$u_1 = -K_{i1} r_{\text{вх}2} i_{\text{вх}} = \frac{-K_{i1} r_{\text{вх}2}}{r_{\text{вх}1}} u_{\text{вх}}; \qquad (1\text{-}37)$$

$$u_{\text{н}} = K_{i1} K_{i2} R_{\text{н}} i_{\text{вх}} = \frac{K_{i1} K_{i2}}{r_{\text{вх}1}} R_{\text{н}} u_{\text{вх}}, \qquad (1\text{-}38)$$

при $r_{\text{вх}1} = r_{\text{вх}2}$.

В схеме с ОЭ при равенстве входного сопротивления и сопротивления нагрузки коэффициент передачи напряжения равен коэффициенту передачи тока, который, как правило, близок к β_0 и находится в пределах от 50 до 250. Когда сопротивление нагрузки много больше входного, коэффициент передачи увеличивается при незначительном уменьшении K_{i2}.

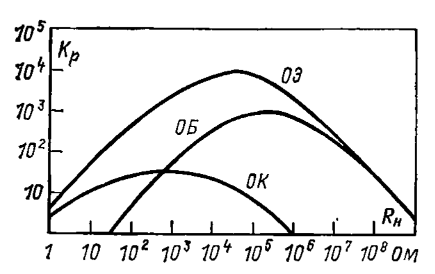


Рис. 1-39. Зависимость коэффициента усиления по мощности от сопротивления нагрузки для случая, когда источник сигнала согласован с входным сопротивлением транзистора.

В схеме с ОБ при равенстве входного сопротивления и сопротивления нагрузки коэффициент передачи тока будет меньше единицы, и, следовательно, здесь нельзя получить усиление по напряжению. Если же сопротивление нагрузки больше входного сопротивления, то схема может обеспечить усиление по напряжению, но при этом межкаскадная связь должна быть трансформаторной.

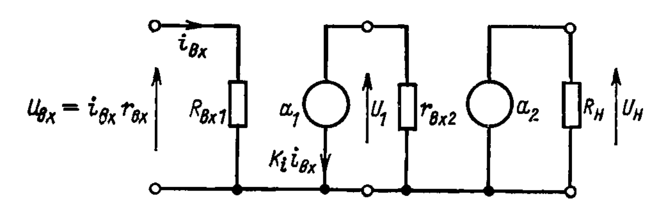


Рис. 1-40. Упрощенная эквивалентная схема двухкаскадного транзисторного усилителя.

В схеме с ОК входное сопротивление зависит от сопротивления нагрузки:

$$r_{\text{вх}} = K_{i1} K_{i2} R_{\text{н}},$$

поэтому

$$u_{\text{н}} \approx \frac{K_{i1} K_{i2} R_{\text{н}}}{r_{\text{вх}1}} u_{\text{вх}} \approx \frac{K_{i1} K_{i2} R_{\text{н}}}{K_{i1} K_{i2} R_{\text{н}}} u_{\text{вх}} = u_{\text{вх}}. \qquad (1\text{-}39)$$

1-17. ПРИМЕРЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Схема с ОЭ. На рис. 1-41, *а* показана схема трехкаскадного усилителя с непосредственной связью между каскадами. Каждый из транзисторов в этой схеме имеет следующие h-параметры: $h_{21} = \beta_0 = 50$, $h_{11} = 1$ кОм, $h_{12} = 5 \cdot 10^{-4}$ и $h_{22} = 50 \cdot 10^{-6}$. Гибридная эквивалентная схема одного каскада усилителя изображена на рис. 1-41, *б*.

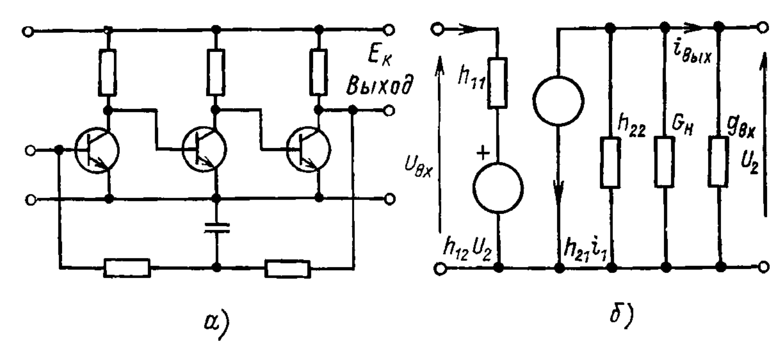


Рис. 1-41. Схема трехкаскадного усилителя с непосредственной связью между каскадами (*а*) и эквивалентная схема одного каскада (*б*).

Благодаря малому входному сопротивлению u_2 будет небольшим и, так как параметр h_{12} тоже мал, генератором напряжения $h_{12}u_2$ в эквивалентной схеме для приближенных расчетов без большой погрешности можно пренебречь.

Коэффициент передачи тока

$$\frac{i_{\text{вых}}}{i_{\text{вх}}} = \frac{h_{21} g_{\text{вх}}}{h_{22} + G_{\text{н}} + g_{\text{вх}}}, \qquad (1\text{-}40)$$

а выходное напряжение

$$u_2 = \beta i_{\text{вх}} R_{\text{ш}} = \frac{h_{21}}{h_{22} + G_{\text{н}} + g_{\text{вх}}} i_{\text{вх}}, \qquad (1\text{-}41)$$

где $R_{\text{ш}}$ — шунтирующее сопротивление. Поскольку $g_{\text{вх}} \gg h_{22} + G_{\text{н}}$, то коэффициент передачи тока получается большим.

Коэффициент передачи тока одного каскада $K_i = 40$, а всего трехкаскадного усилителя $40^3 = 64\,000$. Проходное сопротивление равно:

$$\frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вх}}} \approx K_i^3 R_{\text{н}} \approx 3{,}5 \cdot 10^8 \text{ Ом}.$$

Коэффициент передачи напряжения

$$\frac{K_i^3 R_{\text{н}}}{r_{\text{вх}}} \approx \frac{3{,}5 \cdot 10^8}{1000} \approx 3{,}5 \cdot 10^5.$$

Схема с ОК. Стабилизированный источник питания, схема которого приведена на рис. 1-42, должен поддерживать выходное

напряжение на постоянном уровне 3 В при любых изменениях тока от 0 до 1 А. Следовательно, выходной транзистор должен обеспечить рассеивание мощности, равной 9 В × 1 А = 9 Вт.

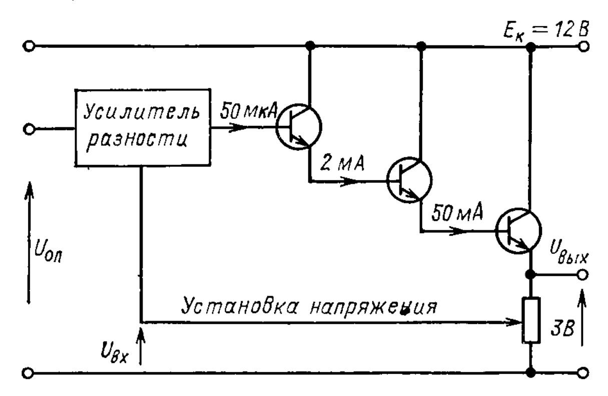


Рис. 1-42. Схема стабилизированного источника питания, в котором использован составной каскад с ОК.

При токе 1 А и напряжении 3 В нагрузка будет иметь сопротивление 3 Ом. Однако эта нагрузка не сказывается на выходе усилителя, так как входное сопротивление схемы с ОК равно:

$$r_{вх} \approx 3h_{21.1}h_{21.2}h_{21.3}.$$

Если принять, что $h_{21.1} = 40$, $h_{21.2} = 25$ и $h_{21.3} = 20$, то $r_{вх} = 60$ кОм. Следовательно, нагрузка усилителя будет невелика.

Рис. 1-43. Трехкаскадный усилитель постоянного тока, в котором транзисторы включены по схеме с ОЭ, ОБ и ОК.

Усилитель постоянного тока. Схема усилителя постоянного тока (рис. 1-43) состоит из трех каскадов: с ОЭ, ОБ и ОК. Выходной каскад с ОК вырабатывает выходное напряжение и имеет при этом низкое выходное сопротивление. Входное сопротивление этого каскада при $R_э = 5$ кОм равно $h_{21э3}R_э = 200$ кОм. Таким образом, эффективная нагрузка второго каскада с ОБ составляет 100 кОм. Так как коэффициент передачи тока каскада с ОБ равен 1, его проходное сопротивление $R_{п2}$ также равно 100 кОм. Коэффициент передачи тока первого каскада приблизительно равен $h_{21э1}$ первого транзистора, так как выход этого транзистора подключен к малому входному сопротивлению каскада с ОБ. Таким образом, полное проходное сопротивление всего усилителя (отношение выходного напряжения к входному току) будет равно $R_п = \beta_1 R_{п2} = 5$ МОм. Это означает, что при входном токе, равном 1 мкА, на выходе можно получить напряжение 5 В.

Таблица 1-2

Параметр	Общий эмиттер	Общая база	Общий коллектор
K_U	$-\frac{h_{21э}R_н}{h_{11э}+\Delta h_э R_н}$ $-\frac{h_{21э}R_н}{h_{11э}}$	$\frac{(h_{21э}+\Delta h_э)R_н}{h_{11э}+\Delta h_э R_н}$ $\frac{h_{21э}R_н}{h_{11э}}$	$\frac{(1+h_{21э})R_н}{h_{11э}+(1-h_{12э}+h_{21э}+\Delta h_э)R_н}$ $\frac{h_{21э}R_н}{h_{11э}+h_{21э}R_н}$
K_I	$\frac{h_{21э}}{1+h_{22э}R_н}$ $h_{21э}$	$\frac{-(h_{21э}+\Delta h_э)}{1-h_{12э}+h_{21э}+\Delta h_э+h_{22э}R_н}$ $-\frac{h_{21э}}{h_{21э}+h_{22э}R_н}$	$\frac{-(1+h_{21э})}{1+h_{22э}R_н}$ $-h_{21э}$
$R_{вх}$	$\frac{h_{11э}+\Delta h_э R_н}{1+h_{22э}R_н}$ $h_{11э}$	$\frac{h_{11э}+\Delta h_э R_н}{1-h_{12э}+h_{21э}+\Delta h_э+h_{22э}R_н}$ $\frac{h_{11э}}{h_{21э}}$	$\frac{h_{11э}+(1-h_{12э}+h_{21э}+\Delta h_э)R_н}{1+h_{22э}R_н}$ $h_{11э}+h_{21э}R_н$
$R_{вых}$	$\frac{h_{11э}+R_c}{\Delta h_э+h_{22э}R_c}$ $\frac{1}{h_{22э}}$	$\frac{h_{11э}+(1-h_{12э}+h_{21э}+\Delta h_э)R_c}{\Delta h_э+h_{22э}R_c}$ $\frac{h_{11э}+h_{21э}R_c}{h_{22э}R_c}$	$\frac{h_{11э}+R_c}{1-h_{12э}+h_{21э}+\Delta h_э+h_{22э}R_c}$ $\frac{h_{11э}+R_c}{h_{21э}}$

1-18. СВОДКА ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ, ВЫРАЖЕННЫХ ЧЕРЕЗ h-ПАРАМЕТРЫ

В табл. 1-2 приведены важнейшие характеристики транзисторных усилителей по схеме с ОЭ, ОБ и ОК. Значения приводимых характеристик (входное и выходное сопротивления, коэффициенты передачи тока и напряжения) выражены через h-параметры. В верхней строке таблицы приведены точные значения характеристик, а в нижней — приближенные.

Глава вторая

ТИРИСТОРЫ, ОДНОПЕРЕХОДНЫЕ И ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

В настоящей главе собраны сведения о трех специфических полупроводниковых приборах: тиристорах (кремниевых управляемых выпрямителях), однопереходных и полевых транзисторах. Тиристор по существу является полупроводниковым переключающим устройством, которое находит широкое применение. Он позволяет управлять большими токами с помощью слабых входных сигналов. Однопереходный транзистор в настоящее время в связи с появлением интегральных микросхем представляет, по-видимому, скорее познавательный, чем практический интерес. Из трех упомянутых приборов наибольшее значение имеют полевые транзисторы, которые могут применяться и в качестве дискретных элементов, и в интегральных схемах, сохраняя при этом то же устройство и принцип действия.

2-1. ТИРИСТОРЫ

Тиристор — это четырехслойный кремниевый прибор [19], устройство которого показано на рис. 2-1, *а*. На рис. 2-1, *б* показано, как тиристор можно представить эквивалентным соединением двух транзисторов *p-n-p* и *n-p-n* типов, которые имеют коэффициенты передачи тока α_1 и α_2 соответственно.

Четырехслойный прибор имеет три *p-n* перехода $П_1$, $П_2$ и $П_3$. Если приложить внешнее напряжение $U_{ак}$ к точкам A и K таким образом, чтобы точка A (анод) имела положительный потенциал относительно точки K (катод), то переходы $П_1$ и $П_3$ будут смещены в прямом направлении. Переход $П_2$ оказывается смещенным в обратном направлении, а ток через него имеет три составляющих: электронный ток $I\alpha_1$ эквивалентного транзистора T_1, дырочный ток $I\alpha_2$ эквивалентного транзистора T_2 и ток в закрытом состоянии тиристора

$$I = I\alpha_1 + I\alpha_2 + I_{зкр},$$

откуда

$$I = \frac{I_{зкр}}{1-(\alpha_1+\alpha_2)}. \qquad (2\text{-}1)$$

Если сумма $\alpha_1 + \alpha_2$ мала по сравнению с единицей, ток I будет близок к основному току в закрытом состоянии тиристора. Чтобы перевести прибор во включенное состояние, сумму $\alpha_1 + \alpha_2$ необходимо увеличивать, пока она не станет равной единице. Ток I в этом случае будет ограничиваться только сопротивлением внешней цепи. Если тиристор находится в проводящем состоянии, то падение напряжения на нем приблизительно равно падению напряжения на *p-n* переходе.

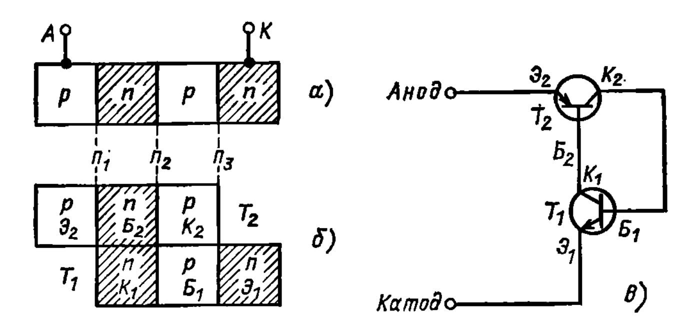


Рис. 2-1. Тиристор представляет собой четырехслойный прибор, действие которого можно смоделировать двумя дополняющими биполярными транзисторами.

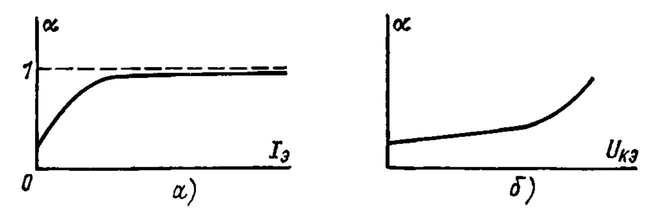


Рис. 2-2. Характер изменения коэффициента передачи тока α от тока эмиттера (*а*) и от напряжения между коллектором и эмиттером (*б*).

Из теории транзисторов известно, что α имеет малое значение при небольших токах эмиттера, а при увеличении тока эмиттера быстро возрастает. Эта зависимость показана на рис. 2-2, *а*, а на рис. 2-2, *б* приведена зависимость коэффициента передачи тока α от напряжения между коллектором и эмиттером $U_{КЭ}$. При постепенном повышении напряжения между анодом и катодом тиристора в конце концов в переходе $П_2$ наступает лавинное размножение носителей. Вызванное лавинным процессом увеличение тока, протекающего через тиристор, приведет к возрастанию коэффициентов передачи тока α_1 и α_2, и прибор переходит в открытое состояние. Напряжение между анодом и катодом $U_{ак}$, при котором происходят эти процессы, называется напряжением лавинного размножения $U_{лав}$. Тиристор остается в этом состоянии, пока через

него протекает ток, достаточный для сохранения равенства $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. Этот ток называют удерживающим током $I_{уд}$. Вольт-амперные характеристики тиристора показаны на рис. 2-3.

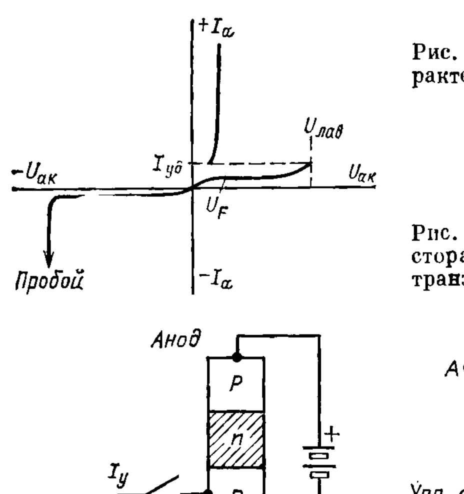
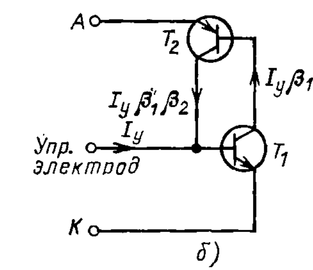


Рис. 2-3. Вольт-амперная характеристика тиристора.

Рис. 2-4. Представление тиристора в виде соединения двух транзисторов.



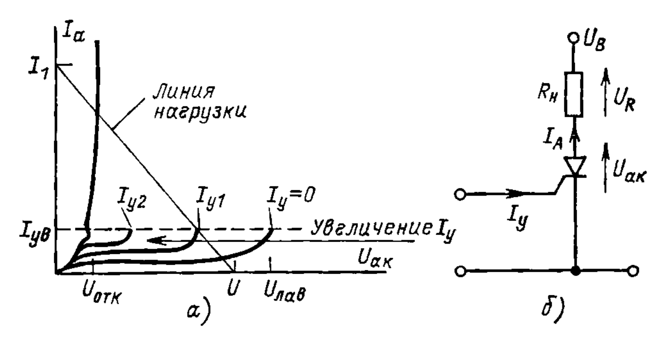


Рис. 2-5. При большом значении управляющего тока требуется более низкое анодное напряжение, при котором происходит лавинное нарастание тока.

Третий электрод, называемый управляющим, присоединен к внутренней области типа *p*, как показано на рис. 2-4, *а*. Ток, подводимый к этому электроду, вызывает увеличение коэффициентов передачи α_1 и α_2, которое оказывает дополнительное влияние на эффект вызванный напряжением, приложенным между анодом и катодом, $U_{ак}$. На рис. 2-5, *а* показано, каким образом возрастание управляющего тока $I_у$ приводит к уменьшению значения $U_{ак}$, при котором происходит лавинное нарастание тока. При использовании тиристора в схемах на него подается напряжение, много меньшее напряжения $U_{лав0}$, при котором происходит лавинное нарастание тока, если ток управляющего электрода равен нулю. Запуск тиристора осуществляется путем подачи тока на управляющий электрод. В схеме на рис. 2-4, *б*, где тиристор представлен в виде соединения двух транзисторов, видно, что ток $I_у$ подводится к базе транзистора T_1. Следовательно, через транзистор T_1 будет протекать коллекторный ток $\beta_1 I_у$, где $\beta_1 = \alpha_1/(1 - \alpha_1)$. Этот ток является базовым током второго транзистора T_2, поэтому ток коллектора транзистора T_2 равен $\beta_1\beta_2 I_у$; он снова подается во входную цепь. Так как процесс является регенеративным, тиристор переходит в открытое состояние. После того как тиристор открывается, управляющий электрод перестает оказывать воздействие на протекание тока.

2-2. ВЫКЛЮЧЕНИЕ ТИРИСТОРА

Чтобы перевести тиристор в выключенное состояние, ток через него необходимо уменьшить до значения, меньшего, чем $I_{уд}$. При малых токах нагрузки эффективное действие может оказать отрицательный импульс, поданный на управляющий электрод, так как он на некоторый интервал времени уменьшает коэффициент α_1. Однако при этом необходимо учитывать, что слишком большое отрицательное напряжение может вывести тиристор из строя, поскольку в обычных условиях он работает при напряжениях, не превышающих 5 В. Более распространенными методами выключения тиристора являются прерывание цепи, по которой протекает основной ток нагрузки, или уменьшение напряжения $U_{ак}$ между анодом и катодом до нуля, как показано на рис. 2-6.

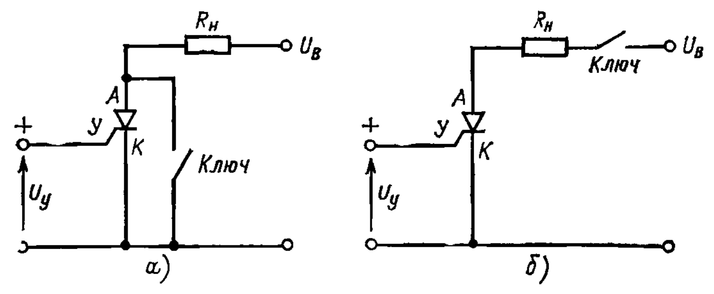


Рис. 2-6. Методы выключения тиристора.

а — замыкание ключа приводит к снижению $U_{ак}$ до нуля; *б* — ключ разрывает цепь тока нагрузки.

Метод шунтирования. Метод выключения тиристора, показанный на рис. 2-6, *а*, может быть реализован с помощью актив-

ного устройства. В схеме на рис. 2-7 для этой цели использован n-p-n транзистор. Кремниевый диод в этой схеме служит для предотвращения больших обратных токов, которые могут возникнуть, если запускающий сигнал будет подан на управляющий электрод в то время, когда тиристор находится под обратным напряжением. Тиристор выключается, когда на базу n-p-n транзистора поступает положительный импульс и транзистор переходит в режим насыщения. При другом методе выключения тиристора, который показан на схеме рис. 2-8, для этой цели используется второй кремниевый управляемый выпрямитель. Каждый из тиристоров переводится в выключенное состояние при открывании другого, поэтому здесь нельзя осуществить одновременный запуск обоих тиристоров. Первый тиристор управляет током в нагрузке, поэтому он должен выбираться на соответствующий номинальный ток. Второй тиристор предназначен только для выключения первого, следовательно, его номинальный ток может быть меньше. Сопротивление резистора R_2 должно быть, как правило, в 10—50 раз больше, чем сопротивление нагрузки $R_н$.

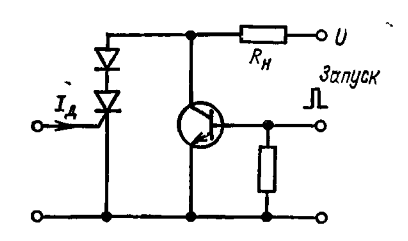


Рис. 2-7. Схема выключения тиристора шунтирующим транзистором. Диод в схеме предназначен для блокирования обратного тока.

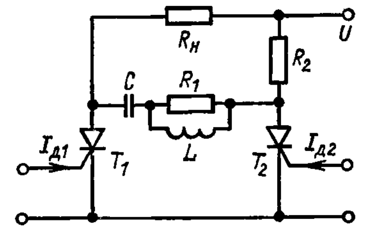


Рис. 2-8. Схема выключения одного тиристора при помощи включения другого. Для ограничения времени восстановления в схему введена катушка.

Когда первый тиристор открыт, конденсатор C заряжается до напряжения $U - U_{откр}$, где $U_{откр}$ — падение напряжения на тиристоре в открытом состоянии. Когда открывается второй тиристор, напряжение на его аноде падает до напряжения $U_{откр}$ и благодаря перезаряду конденсатора C меняется смещение на первом тиристоре на обратное, и он закрывается. Включенная последовательно с конденсатором RL-цепочка служит для ограничения обратного тока восстановления тиристора (см. § 2-3). Типовое сопротивление этой цепочки 100 Ом, а индуктивность — 10 мкГн. Емкость конденсатора зависит от комплексного сопротивления нагрузки и времени восстановления тиристора. Минимальная емкость конденсатора в микрофарадах определяется соотношением

$$C \geqslant \frac{1,5 t_{выкл}}{Z_н}, \qquad (2\text{-}2)$$

где $t_{выкл}$ — в микросекундах; $Z_н$ — в омах.

Метод последовательного выключения. Существенной особенностью этого метода является включение конденсатора C последовательно с тиристором, как показано на рис. 2-9. При запуске тиристора через конденсатор протекает импульс тока и заряжает его. Назначением катушки L является обеспечение заряда на конденсаторе C до напряжения большего, чем U, так что тиристор оказывается смещенным в обратном направлении и переходит в закрытое состояние. До последующего запуска тиристора конденсатор C необходимо разрядить. Для этой цели служит резистор R_1 (рис. 2-9, *а*). В схеме на рис. 2-9, *б* энергия, запасенная конденсатором C, поглощается сопротивлением нагрузки $R_н$. В обеих схемах постоянная времени должна быть такой, чтобы конденсатор C поддерживал состояние обратного смещения тиристора в течение интервала времени, несколько большего времени выключения. Последовательная схема выключения особенно полезна в устройствах, работающих в импульсном режиме.

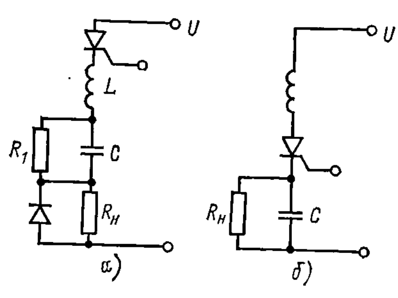


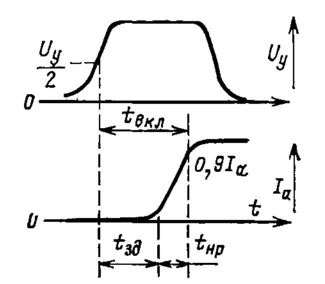
Рис. 2-9. Методы последовательного выключения тиристора.

2-3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ [20]

В любой электрической системе, в которой производятся переключения, действие катушек, шаговых искателей, выключателей нагрузки и т. п. может привести к увеличению переходных напряжений в основной линии питания. Известно, что обедненный слой полупроводникового перехода имеет присущую ему емкость и переходный всплеск напряжения между анодом и катодом тиристора $U_{ак}$ приводит к появлению тока, заряжающего эту емкость. Ток заряда $i = C dU/dt$ может оказаться достаточным для того, чтобы вызвать увеличение коэффициента передачи α_1 и перевести тиристор из выключенного состояния в открытое. В этом отношении важным параметром является скорость изменения напряжения выключения, поэтому для каждого тиристора в паспортных данных приводится критическая величина $dU_{выкл}/dt$ в зависимости от температуры перехода. В тех случаях, когда важно устранить самопроизвольное переключение тиристора, на практике необходимо предусматривать различные меры для подавления переходных процессов.

Время включения. Характеристики тиристора зависят от количества выделяемого ими тепла, при котором они сохраняют свою работоспособность. При включении тиристора с помощью запускающего импульса, подаваемого на управляющий электрод, время включения $t_{вкл}$ определяется как временной интервал между началом запускающего импульса и моментом времени, когда при активной нагрузке ток через тиристор достигает 90% максимального $I_а$. Время включения состоит из двух временных интервалов: времени задержки по управляющему электроду $t_{зд}$ и времени нарастания $t_{нр}$, как показано на рис. 2-10, *а*. На время включения сильное влияние

оказывает ток управляющего электрода $I_у$, протекающий во время действия запускающего импульса: чем больше ток, протекающий через управляющий электрод, тем меньше время включения. В течение времени включения напряжение между анодом и катодом $U_{ак}$ спадает от $U_{проб}$ до $U_{откр}$ и происходит быстрое нарастание тока. При протекании через тиристор тока большой плотности в нем могут появиться локальные горячие точки. Явление локального



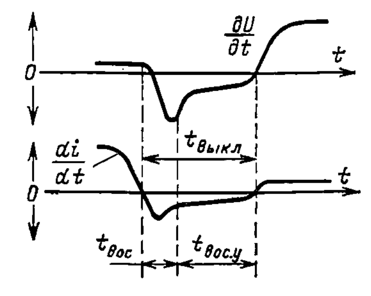


Рис. 2-10. Время включения (*а*) и выключения (*б*) тиристора.

нагрева особенно заметно, когда большие токи переключаются короткими импульсами. При этом важно, чтобы мощность, рассеиваемая в течение времени включения, не превышала допустимых пределов для данного тиристора.

Время выключения. Время выключения также состоит из двух временных интервалов, как это видно из рис. 2-10, *б*: времени обратного восстановления $t_{вос}$ и времени восстановления управляющего электрода $t_{вос.\,у}$. Когда происходит выключение тиристора, который перед этим находился в открытом состоянии, приложенное обратное напряжение вызывает протекание обратного тока. Временем обратного восстановления называется интервал, в течение которого происходит выброс тока и стабилизация его значения. Затем следует время восстановления управляющего электрода. Этот период времени необходим для того, чтобы обедненный слой перехода $П_2$ в достаточной степени восстановил свои свойства и мог бы снова блокировать напряжения вплоть до $U_{проб}$. Суммарное время от начала протекания обратного тока восстановления до начала блокирования прямого напряжения называется временем коммутации цепи при выключении $t_к$.

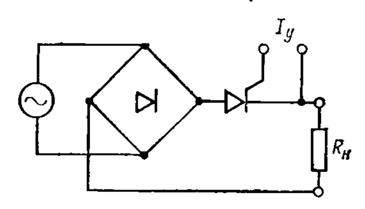


Рис. 2-11. Схема управления мостиковым выпрямителем с помощью тиристора.

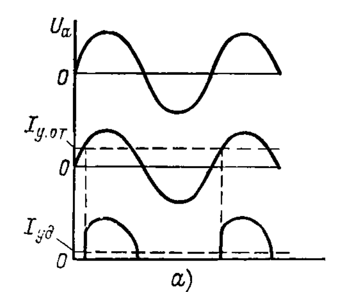
Основными факторами, которые оказывают влияние на время выключения тиристоров, являются температура переходов, ток во включенном состоянии и скорость изменения тока di/dt во время перехода из включенного в закрытое состояние. Кроме указанных факторов на время выключения влияют и некоторые другие, такие как прямое блокирующее напряжение, уровень запуска управляющего электрода и скорость изменения вновь приложенного прямого напряжения.

При использовании тиристора в схеме однополупериодного выпрямителя на частоте 50—60 Гц отрицательный полупериод синусоиды соответствует закрытому состоянию. В схеме двухполупериодного мостикового выпрямителя (рис. 2-11) нет обратного напряжения, которое могло бы переводить тиристор в выключенное состояние, поэтому напряжение на выходе мостика должно быть очень малым, близким к нулю, или же необходимо уменьшить ток нагрузки до значений, меньших тока удержания $I_{уд}$.

2-4. ПРИМЕНЕНИЕ ТИРИСТОРОВ

Основной областью применения тиристоров является управление мощностью, передаваемой от источника в нагрузку.

Управление мощностью переменного тока. Если приложенное к одному тиристору напряжение между анодом и катодом $U_{ак}$ имеет



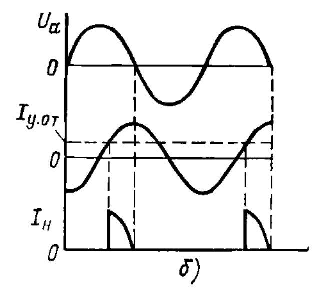


Рис. 2-12. Управление тиристором путем фазового сдвига.

синусоидальную форму, он будет выключаться в течение каждой отрицательной полуволны при условии, что длительность полупериода больше времени коммутации $t_к$ при выключении. Когда ток управляющего электрода является синусоидальным и имеет ту же самую частоту, что и напряжение $U_{ак}$, обращаясь к рис. 2-12, *а*, можно проследить, каким образом от отпирающего тока управляющего электрода $I_{у.\,от}$ зависит длительность открытого состояния тиристора во время положительного полупериода. Очевидно, что часть положительного полупериода, в течение которой тиристор находится в открытом состоянии, может регулироваться путем изменения сдвига фазы между сигналом, подаваемым на управляющий электрод, и напряжением, приложенным к тиристору. Эта зависимость видна из рис. 2-12, *б*. Как правило, во время отрицательной полуволны напряжения запуск тиристора производить не следует. Одним из путей устранения возможности запуска тиристора при отрицательной полуволне является подача положительного импульса на управляющий электрод в схеме, где два тиристора включены параллельно, но в противоположных направлениях. Схема такого включения показана на рис. 2-13. Ток через нагрузку $I_н$ начинает протекать одновременно с подачей отпирающего импульса на управляющий электрод, а выключение тока происходит

при его уменьшении ниже удерживающего тока $I_{уд}$. Величина задержки импульса $\varphi_з$ называется углом запуска; наоборот, условия запуска можно описать с помощью угла проводимости $\varphi_п$. Путем

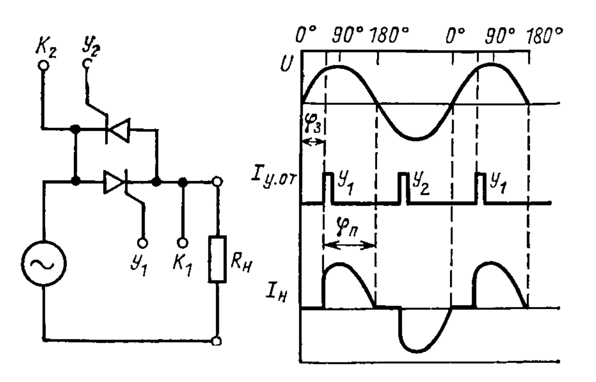


Рис. 2-13. Схема параллельно-противоположного включения тиристоров для управления в цепи переменного тока.

изменения угла запуска можно регулировать ток в нагрузке от нуля до максимального допустимого значения. Однако при синусоидальном сигнале, управляемом таким способом, амплитудное и среднеквадратическое значения тока нельзя связать между собой простыми соотношениями. Графически эти зависимости показаны на рис. 2-14.

Рис. 2-14. Зависимости среднеквадратического (*1*) и среднего (*2*) значений тока от $\varphi_з$ и $\varphi_п$.

Кроме рассмотренного фазового метода можно использовать метод управления переменным током в нагрузке, при котором управление осуществляется целыми периодами. При этом импульсы на управляющий электрод подаются непосредственно сразу после того, как напряжение от источника пересекает нулевой уровень, и в течение заданного интервала времени (интервал усреднения) нагрузка подключена к источнику. За это время через нагрузку проходит несколько целых периодов тока. Этот метод может применяться для управления подачей мощности в нагрузку с большой постоянной времени, т. е. обладающей усредняющим действием на частоте источника питания.

Управление мощностью постоянного тока. В схеме, показанной на рис. 2-15, тиристор используется в качестве выключателя. При открытом состоянии тиристора напряжение на нагрузке равно $U - U_{откр}$, а при выключенном — нулю. При равных интервалах включения и выключения тиристора (рис. 2-15, *б*) среднее напряжение на нагрузке $U_{ср}$ равно 1/2 $(U - U_{откр})$, а при любых других соотношениях между интервалами включения и выключения (рис. 2-15, *в*)

$$U_{ср} = (U - U_{откр})\left(\frac{t_{вкл}}{(t_{вкл} - t_{выкл})}\right). \qquad (2\text{-}3)$$

Управляемый выпрямитель. Однополупериодные, двухполупериодные и мостиковые выпрямители используются для преобразования переменного тока в постоянный. Подробно работа выпрямителей будет рассмотрена в гл. 7. На рис. 2-11 уже был показан метод, который позволяет осуществлять управление мощностью постоянного тока в нагрузке, питаемой от источника переменного тока. В этой мостиковой схеме диоды можно заменить тиристорами, как это показано на рис. 2-16. Во время положительной полуволны напряжения от источника питания U тиристоры T_1 и T_3 могут быть открыты, причем длительность открытого состояния определяется фазой запускающих импульсов, подаваемых на управляющий электрод $У_1$. В течение отрицательной полуволны благодаря воздействию импульсов на управляющий электрод $У_2$ будут открыты тиристоры T_2 и T_4. Мощность постоянного тока, подаваемая в нагрузку, определяется углом проводимости $\varphi_п$.

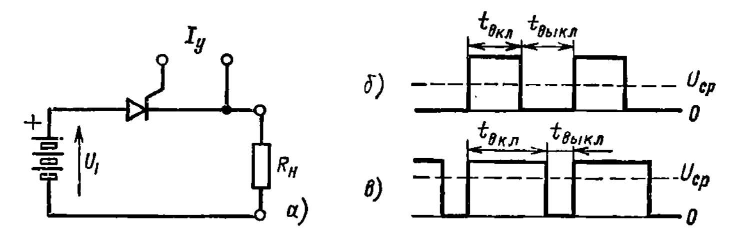


Рис. 2-15. Применение тиристора в качестве ключа в цепи постоянного тока.

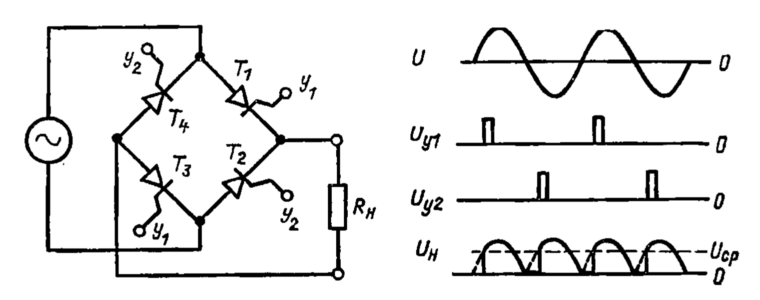


Рис. 2-16. Мостиковая схема выпрямителя с тиристорами.

2-5. ВЛИЯНИЕ НАГРУЗКИ

Активная нагрузка. На графике на рис. 2-5, *а* угол наклона нагрузочной линии определяется сопротивлением нагрузки $R_н = U/I_1$. В любой момент времени напряжение между анодом и катодом тиристора $U_{ак}$ равно напряжению источника U за вычетом падения напряжения на сопротивлении нагрузки: $U_{ак} = U - U_н$. Проведенная таким образом нагрузочная линия показывает, что максимальное значение тока через управляющий электрод для обеспечения запуска равно $I_{у1}$. В момент отпирания тиристора напряжение на сопротивлении нагрузки равно падению напряжения, обусловленному током удержания: $U_н = U - U_{лав}$. При включенном состоянии тиристора

$$U_н = U - U_{откр}.$$

Емкостная нагрузка. Когда тиристор работает на большую емкостную нагрузку, как показано на рис. 2-17, *а*, при быстром

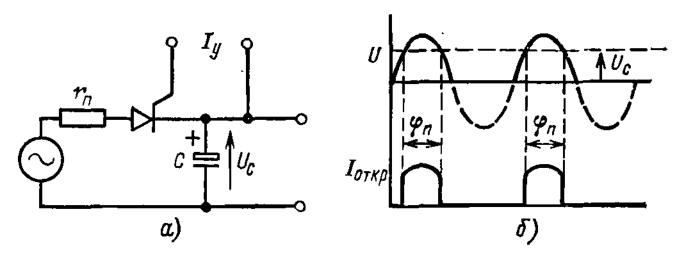


Рис. 2-17. Влияние емкостной нагрузки.

включении тиристора зарядный ток через конденсатор $i = CdU/dt$ может достигать большого значения. Поэтому на практике, как правило, для того чтобы ограничить этот ток значением, допустимым для данного тиристора, последовательно с тиристором включают резистор. Кроме того, если в интервале между двумя последовательными включениями тиристора на конденсаторе сохраняется напряжение U_C, как это имеет место в однополупериодном выпрямителе, то входное напряжение перед очередным включением тиристора должно быть больше напряжения на конденсаторе. Это явление приводит к уменьшению угла проводимости $\varphi_п$, что видно из рис. 2-17, *б*.

Индуктивная нагрузка. Основное влияние индуктивной нагрузки показано на рис. 2-18 на примере схемы однополупериодного выпрямителя. Когда начинается отрицательная полуволна входного напряжения, тиристор еще открыт и энергия передается от нагрузки в источник. По истечении некоторого интервала времени θ ток обратного направления спадает до нуля и тиристор закрывается. Если в схему включить диод, как показано на рисунке, то при смене полярности входного напряжения ток замкнется через этот диод и тиристор выключится [21]. Выходное напряжение при этом останется таким же, как и при активной нагрузке. Среднее значение постоянного выходного напряжения в схеме на рис. 2-18 при синусоидальном напряжении на входе $E \sin \omega t$ равно:

$$U_L = \frac{E}{\pi \sqrt{2}} (1 + \cos \alpha). \quad (2\text{-}4)$$

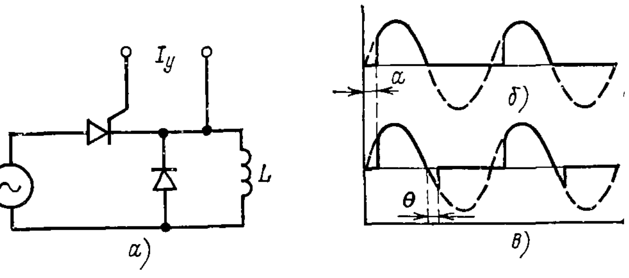


Рис. 2-18. Влияние индуктивной нагрузки.

а — однополупериодный выпрямитель; *б* — ток при активной нагрузке; *в* — ток при индуктивной нагрузке.

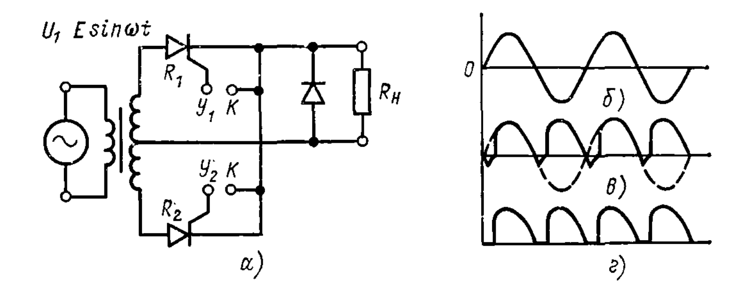


Рис. 2-19. Управление с помощью тиристоров в схеме двухполупериодного выпрямителя.

а — двухполупериодный выпрямитель; *б* — входное напряжение; *в* — ток в индуктивной нагрузке без диода; *г* — ток в активной нагрузке.

В схеме двухполупериодного выпрямителя (рис. 2-19) выходное напряжение будет в 2 раза больше.

2-6. НОМИНАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТИРИСТОРОВ

Выбор тиристора для конкретного применения осуществляется по его максимально допустимому току и номинальному напряжению, которые указываются в паспортных данных. Номинальный ток зависит от рабочей температуры тиристора, а максимально допустимая температура является паспортной величиной.

Номинальное среднее значение тока. Максимальный ток, который может управлять тиристор, определяется в зависимости от температуры и угла проводимости. Угол проводимости обычно выбирается равным 180°. При этом тиристор в однофазной схеме

с активной нагрузкой открывается сразу же, как только на его аноде появляется положительная полуволна напряжения.

Пиковое значение тока. Этот параметр предназначен для того, чтобы показать возможности тиристора выдерживать перегрузки и кратковременные броски тока при случайном коротком замыкании в схеме. Значение параметра приводится в виде пикового значения тока в течение одного периода приложенного к аноду синусоидального напряжения различной частоты, как правило, 50, 60 и 400 Гц. Кроме того, приводимые в паспортных данных кривые пикового значения тока показывают, как эти величины изменяются, если условия перегрузки сохраняются в течение более одного периода.

Номинальное напряжение. Этот параметр дается для прямого и обратного напряжений и определяет максимальное постоянное напряжение, которое тиристор может переключать, не подвергаясь пробою. Значения параметра приводятся для напряжения на управляющем электроде, равного нулю. Если постоянное прямое напряжение окажется больше номинального, произойдет лавинное нарастание тока, но при этом тиристор сохраняет работоспособность. Если же превысить номинальное обратное напряжение, произойдет лавинный пробой, в результате которого тиристор может выйти из строя.

Номинальная температура [22]. Тепловая энергия выделяется в тиристоре в результате потерь в нем при протекании прямого тока, обратного тока в закрытом состоянии тиристора, потерь в момент включения и выключения, потерь в управляющем электроде. Для того чтобы рассеивать выделяющуюся тепловую энергию, необходимо поддерживать температуру переходов ниже максимально допустимой. Сравнительные возможности передачи тепловой энергии от одной точки к другой удобно количественно оценивать с помощью теплового сопротивления. Тепловым сопротивлением называется величина, характеризующая, какое сопротивление оказывает данное устройство тепловому потоку, и выражаемая в градусах Цельсия на ватт. Если обозначить через $T_{пер}$ — температуру перехода тиристора, а через $T_{кор}$ — температуру корпуса, то тепловое сопротивление между переходом и корпусом будет равно:

$$R_{пер\text{-}кор} = (T_{пер} - T_{кор})/P,$$

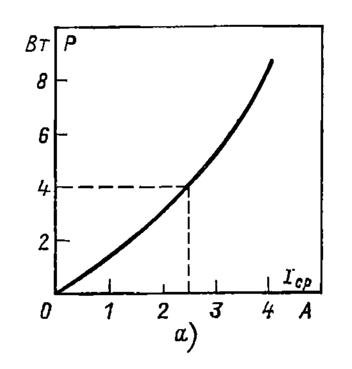
где P — поток мощности, передаваемой от перехода к корпусу тиристора. Тепловое сопротивление между корпусом и окружающей средой в градусах Цельсия на ватт при температуре окружающей среды, равной $T_{окр}$, можно выразить аналогичной формулой:

$$R_{кор\text{-}окр} = (T_{кор} - T_{окр})/P. \quad (2\text{-}5)$$

Для каждого тиристора в паспортных данных указывается или максимально допустимая температура перехода, или максимально допустимая температура корпуса. Кроме того, должны также приводиться графики, вид которых показан на рис. 2-20. На первом графике приведена зависимость рассеиваемой мощности тиристора в зависимости от среднего значения тока через него в открытом состоянии. Из другого графика можно получить максимально допустимую температуру корпуса при различных токах и углах проводимости при синусоидальном сигнале и активной нагрузке. Пользуясь этими данными, можно найти тепловое сопротивление теплоотвода, которое необходимо для работы тиристора в любых заданных условиях и, следовательно, выбрать стандартный теплоотвод с требуемым тепловым сопротивлением.

Например, необходимо обеспечить управление мощностью, передаваемой в нагрузку сопротивлением 80 Ом от источника питания, имеющего напряжение 240 В и частоту 50 Гц. Температура окружающей среды равна 45° С. Угол проводимости тиристора может изменяться от 30 до 120°.

Выберем схему, приведенную на рис. 2-13, в которой каждый тиристор может открываться на время чередующихся полуволн синусоиды противоположной полярности. Амплитудные значения напряжения U_{max} и тока I_{max} будут соответственно равны $U_{max} = 240\sqrt{2} = 340$ В; $I_{max} = 340/80 = 4{,}25$ А.



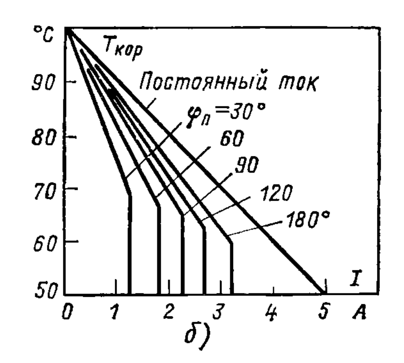


Рис. 2-20. Типовые графики.

Используем теперь графики на рис 2-14. При угле проводимости 30° среднеквадратическое значение тока составляет 12,5% амплитудного значения, или 0,5 А, а среднее значение тока — 5%, или 0,2 А. Таким же образом из графиков находим для угла проводимости 120° среднеквадратическое значение тока — 65% амплитуды (2,75 А), а среднее значение тока — 48% (2 А).

Выбираем тиристор типа 40554 фирмы RCA, имеющий следующие паспортные данные: амплитуда обратного напряжения 400 В; эффективное значение тока в открытом состоянии 5 А при температуре +60° С на частоте 60 Гц. Очевидно, что тиристор с такими параметрами вполне удовлетворяет заданным требованиям.

Из рис. 2-20. *а* при среднем значении тока, равном 2,5 А, находим рассеиваемую мощность при открытом состоянии тиристора, которая равна 4 Вт. Таким же образом из графиков на рис. 2-20, *б* при угле проводимости 120° находим, что максимально допустимая температура корпуса равна +70° С. Поэтому если предположить, что между тиристором и теплоотводом имеется хороший тепловой контакт, то теплоотвод должен иметь тепловое сопротивление

$$R_т = (70 - 45)/4 = 6{,}25 °С/Вт.$$

2-7. ХАРАКТЕРИСТИКИ УПРАВЛЕНИЯ

После выбора типа тиристора, который удовлетворяет заданным требованиям по нагрузке, основной задачей проектирования является разработка схемы управления. Наилучшим образом эту задачу можно решить с помощью характеристик управления, форма которых показана на рис. 2-21. Эти характеристики представляют собой зависимость управляющего тока $I_у$ от напряжения на управляющем электроде относительно катода $U_{у.к}$ для типового тиристора малой и средней мощности. На этих же графиках нанесены

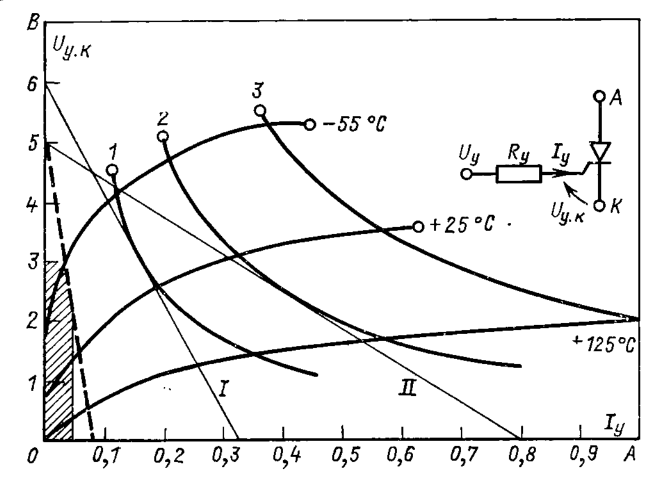


Рис. 2-21. Характеристики управления тиристоров малой и средней мощности.

1 — 0,5 Вт при рабочем цикле 100%; 2 — 1,0 Вт при рабочем цикле 50%, 3 — 2,0 Вт (максимальная мощность управляющего электрода).

две кривые, определяющие границы рабочей области от температуры —55° до +125° С. Если учесть закон Ома $R = U/I$, то наклон любой линии, проведенной на вольт-амперных характеристиках, представляет собой сопротивление. Таким образом, входное сопротивление управляющего электрода является активным, причем, как видно из графиков, оно максимально при температуре —55° С и минимально при +125° С. Следовательно, при более высокой температуре для запуска тиристора требуется более низкое напряжение на управляющем электроде.

На рис, 2-21 штриховкой выделена область, в пределах которой запуск тиристора либо невозможен, либо становится неустойчивым. Поэтому любая линия нагрузки должна проходить правее пунктирной линии. Мощность, потребляемая от источника сигнала, которая может быть без ущерба рассеяна управляющим электродом, зависит от времени, в течение которого через управляющий электрод протекает ток. Это время называют рабочим циклом. Если, например, при периодическом переключении тиристора импульсы тока управляющего электрода $I_у$ занимают четвертую часть

периода переключения, то рабочий цикл составляет 25%. В качестве примера на графике показаны три линии мощности. Для данного рабочего цикла линия нагрузки должна проходить левее соответствующей линии мощности. Таким образом, показанные на рисунке линии нагрузки *I* и *II* являются предельными для рабочего цикла 100 и 50% соответственно. Так как эти линии являются граничными, рабочие линии нагрузки следует выбирать левее от них.

Сопротивление источника управляющих сигналов [23]. Сопротивление источника управляющих сигналов можно определить из графиков на рис. 2-21. Известно, что от источника в нагрузку передается максимальная мощность при равенстве сопротивлений источника и нагрузки. Следовательно, при этом падение напряжения на нагрузке составляет половину приложенного напряжения. Допустим, что напряжение $U_у$ подается на управляющий электрод через резистор $R_у$. Максимум передаваемой мощности будет иметь место в том случае, когда падение напряжения на управляющем электроде равно $U_у/2$. При этом мощность, подводимую к управляющему электроду от источника, можно выразить формулой

$$\left(\frac{U_у}{2}\right)^2 \frac{1}{R_у} = \frac{U_у^2}{4R_у}.$$

Если обозначить через $P_{у\,max}$ максимально допустимую мощность, рассеиваемую управляющим электродом, то для рабочего цикла, равного x процентам, можно записать соотношение

$$\frac{x}{100} = \frac{P_{у\,max}}{U_у^2/4R_у},$$

откуда

$$R_у = \frac{xU_у^2}{400P_{у\,max}}. \qquad (2\text{-}6)$$

Например, при $P_{у\,max} = 0{,}5$ Вт, $U_у = 6$ В и рабочем цикле 100% сопротивление $R_у$ равно $R_у = (100 \cdot 36)/(400 \cdot 0{,}5) = 18$ Ом.

Это сопротивление для данных условий представлено нагрузочной линией *I* на рис. 2-21. Аналогично на этом рисунке нагрузочная линия *II* представляет сопротивление источника для следующих условий: $P_{у\,max} = 0{,}5$ Вт, $U_у = 5$ В и рабочий цикл 50%.

Номинальные характеристики схемы управления. Характеристики и границы рабочей области тиристоров меняются от одного образца к другому. Однако существуют некоторые общие ограничения, которые справедливы для всех тиристоров, и их можно использовать в качестве основных принципов при проектировании.

Максимально допустимая рассеиваемая мощность управляющего электрода в непрерывном режиме составляет 0,5 Вт при напряжении не более 10 В и токе не более 2 А. При импульсном режиме работы максимально допустимая импульсная мощность увеличивается с уменьшением длительности импульсов. Некоторые фирмы, изготовляющие тиристоры, вместо характеристики мощности для трех значений рабочего цикла, показанных на рис. 2-21, приводят характеристики максимальной мощности, связанные с

длительностью импульсов, подаваемых на управляющий электрод. В качестве примера такие характеристики приведены на рис. 2-22.

При температуре 25° С тиристор не открывается при уровнях запускающего напряжения менее 0,25 В. Это обстоятельство можно

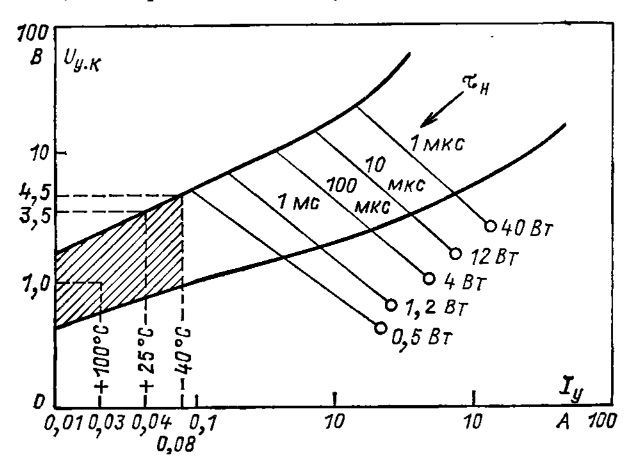


Рис. 2-22. Характеристики управления тиристора, в которых длительность запускающего импульса связана с максимальной мощностью рассеивания.

использовать в практических схемах. Чтобы исключить большие обратные токи через тиристор, необходимо обеспечить такие условия, при которых он не открывался бы во время действия отрицательной полуволны напряжения на аноде. Такие условия можно обеспечить с помощью диодной фиксирующей схемы, включаемой между анодом и управляющим электродом. Эта схема ограничивает напряжение на управляющем электроде во время действия отрицательной полуволны на аноде уровнем не более 0,25 В (диод $Д_2$ на рис. 2-23). Однако если схема управления имеет присущий ей основной ток при закрытом состоянии, то, для того чтобы этот ток не приводил к возрастанию напряжения на управляющем электроде выше 0,25 В и не создавал условий, исключающих возможность открывания тиристора, необходимо предусмотреть специальные меры. Для этой цели можно использовать резистор с соответствующим сопротивлением, включенный на выходе схемы управления (R_1 на рис. 2-23). Если на управляющий электрод будет подаваться

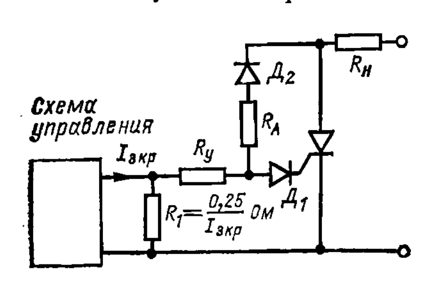


Рис. 2-23. Элементы защиты тиристора.

отрицательное напряжение уровень которого превышает 5 В, то в цепи управления будет протекать обратный ток и тиристор может быть выведен из строя. В схемах, где возможно появление отрицательного напряжения на управляющем электроде, полезно включить диод последовательно с источником управляющего напряжения, который исключает возможность протекания обратного тока в цепи управления (диод $Д_1$ на рис. 2-23).

Недостатки схем управления. Чаще всего тиристоры применяются для управления величиной мощности, передаваемой от источника в нагрузку. Действие многих схем управления основано на использовании фазового сдвига синусоидальных колебаний. А так как характеристики управления изменяются с температурой, такой метод не обеспечивает управления с достаточной точностью. Поэтому в тех случаях, когда требуется точное управление тиристором во времени, более целесообразно открывать его с помощью импульсов с крутым фронтом. При этом для того, чтобы к аноду тиристора было приложено достаточное для открывания напряжение, длительность импульсов должна быть порядка 10 мкс. При управлении мощностью переменного тока путем изменения угла проводимости нельзя применять очень короткие импульсы, так как если угол проводимости близок к 180°, напряжение на аноде $U_а$ становится очень малым и тиристор может не открыться. Указанная проблема может быть решена путем применения импульсов большей длительности либо ограничением угла проводимости 170°.

Выводы. Кремниевый управляемый выпрямитель, или тиристор, является полупроводниковым переключающим устройством. Его работа подобна действию механического ключа с нормально разомкнутыми контактами при напряжениях вплоть до определенного значения (напряжения лавинного нарастания тока). При замыкании переключающего устройства путем подачи сигнала на управляющий электрод через него протекает ток только в одном направлении. Включенный тиристор можно перевести в выключенное состояние или уменьшением напряжения на нем до нуля, или уменьшением тока до значения, меньшего некоторого критического, называемого током удержания $I_{уд}$.

Далее будет рассмотрен однопереходный транзистор, который удобно использовать в схемах управления тиристором.

2-8. ОДНОПЕРЕХОДНЫЙ ТРАНЗИСТОР [24]

Разработка принципов однопереходного транзистора относится к концу 1948 г. В то время прибор был известен под названием двухбазового диода. Условное обозначение однопереходного транзистора и его устройство показаны на рис. 2-24. Он состоит из тонкого слоя слаболегированного (с высоким удельным сопротивлением) кремния типа *n*, на котором изготовлен эмиттер из материала типа *p*. С двух сторон этого *p-n* перехода имеются омические соединения, которые служат базовыми выводами $Б_1$ и $Б_2$. Омическое сопротивление между ними, называемое межбазовым сопротивлением $r_{бб}$, имеет типовое значение от 4,7 до 9,1 кОм при 25° С с положительным температурным коэффициентом, приблизительно равным 0,8% на градус Цельсия. Межбазовое сопротивление при температуре 25° С обозначается символом $r_{бб0}$.

Важнейшим свойством однопереходного транзистора является участок с отрицательным сопротивлением на его характеристике.

В пределах этого участка при возрастании тока через транзистор напряжение на нем уменьшается. Указанное свойство однопереходного транзистора позволяет использовать его в схемах генераторов. Более подробно этот вопрос рассматривается в § 8-2.

Принцип работы однопереходного транзистора. Рассмотрим упрощенную эквивалентную схему однопереходного транзистора, которая показана на рис. 2-25, *а*. Благодаря действию делителя напряжения $r_{б1}$ и $r_{б2}$ на диод подается обратное напряжение, равное $E_б r_{б1}/(r_{б1} + r_{б2})$. Единственным током, протекающим во входной цепи, является обратный ток (ток утечки), значение которого при температуре 25° С составляет несколько микроампер. Отношение $r_{б1}/(r_{б1} + r_{б2})$ определяет собственный уровень выключенного состояния однопереходного транзистора и обозначается символом η. Для того чтобы перевести диод в открытое состояние, необходимо

Рис. 2-24. Условное обозначение (*а*) и структура (*б*) однопереходного транзистора.

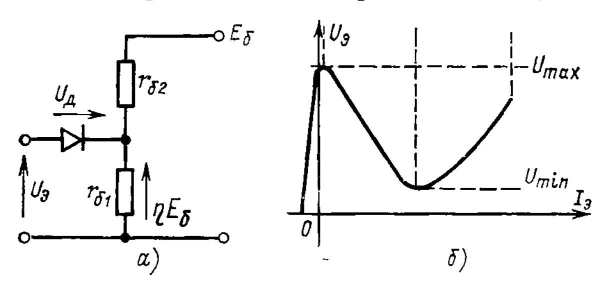


Рис. 2-25. Упрощенная эквивалентная схема однопереходного транзистора (*а*) и его вольт-амперная характеристика (*б*).

повысить напряжение на эмиттере $U_э$ до уровня $\eta E_б + U_д$, где $U_д$ — падение напряжения на диоде. В этой точке переход оказывается смещенным в прямом направлении и начинается инжекция неосновных носителей в *n*-область кремния. Носители проходят в область первой базы $Б_1$, и в результате смещение диода в прямом направлении становится более глубоким. Происходит регенеративное нарастание тока эмиттера $I_э$, пока он не будет ограничен внутренним сопротивлением источника.

Вольт-амперная характеристика однопереходного транзистора, показанная на рис. 2-25, *б*, имеет три характерных участка. Первый участок характеризует закрытое состояние транзистора и показывает ток утечки и максимальное напряжение

$$U_{max} = \eta E_б + U_д \tag{2-7}$$

в точке, где начинается переход транзистора в открытое состояние. Так как на втором участке происходит нарастание тока при уменьшении напряжения, характеристика здесь имеет отрицательное сопротивление, которое наблюдается вплоть до некоторого минимального напряжения U_{min}. В этой точке поток дырок, инжектируемых из эмиттера, становится настолько плотным, что происходит насыщение, и эффективное сопротивление первой базы $r_{б1}$ уменьшается до минимального значения $r_{нас}$ = 20 Ом при токе эмиттера 50 мА. При дальнейшем возрастании тока эмиттера кривая переходит в область насыщения, где дифференциальное сопротивление снова становится положительным. Для двух участков вольт-амперной характеристики, в пределах которых однопереходный транзистор находится в открытом состоянии, необходимо иметь различные эквивалентные схемы. Эти эквивалентные схемы приведены на рис. 2-26.

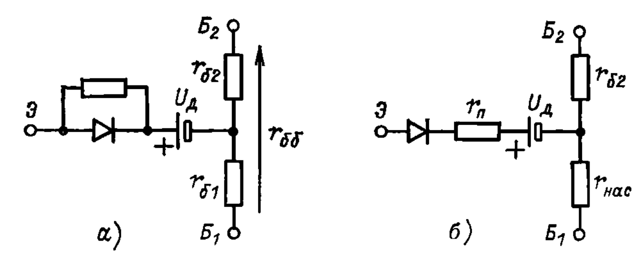


Рис. 2-26. Эквивалентные схемы однопереходного транзистора для участка с отрицательным сопротивлением (*а*) и для области насыщения (*б*).

Необходимо заметить что любому заданному значению тока эмиттера соответствует единственное значение напряжения на эмиттере. Однако только для значений напряжений на эмиттере, меньших минимального U_{min}, существует единственное значение тока эмиттера $I_э$, которое находится на участке вольт-амперной характеристики, описывающей закрытое состояние транзистора. Для $U_э$, больших минимального напряжения U_{min}, значение тока эмиттера будет неоднозначным. Таким образом, если транзистор находится в открытом состоянии, а напряжение на эмиттере станет меньше U_{min}, то он перейдет в закрытое состояние.

Применение однопереходных транзисторов. Однопереходный транзистор обладает стабильным напряжением включения $U_{вкл}$, малым током включения $I_{вкл}$, стабильной характеристикой участка с отрицательным сопротивлением и способностью выдерживать большие токи в импульсе. Все это позволяет применять его для включения генераторов, в схемах синхронизации, в схемах датчиков напряжения и тока и в схемах включения тиристоров.

Линии нагрузки. На рис. 2-27 проведены две нагрузочные линии. Линия нагрузки *I* пересекает вольт-амперную характеристику только в одной точке *В* на участке с отрицательным сопротивлением. Линия нагрузки *II* пересекает характеристику в трех точках: в точке *А* на участке выключенного состояния, в точках *В*

и C на участке насыщения однопереходного транзистора. Точки A и C на характеристике являются устойчивыми, а точка B — условно устойчивой. Дело в том, что если присоединить конденсатор между $Э$ и $Б_1$, то состояние транзистора в этой точке становится неустойчивым. В гл. 9, посвященной генераторам несинусоидальных колебаний, будут рассмотрены три типа мультивибраторов. Астабильный тип мультивибратора не имеет устойчивого состояния, одностабильный тип имеет одно устойчивое состояние, а бистабильный мультивибратор, как это следует из его названия, имеет два устойчивых состояния. Таким образом, нагрузочные линии I и II представляют астабильную и бистабильную схемы соответственно при условии, что для перехода к бистабильной схеме конденсатор в астабильной схеме на рис. 2-28, *а* заменен резистором, как показано на рисунке. Многие устройства, в которых используются однопереходные транзисторы, являются релаксационными генераторами, поэтому астабильную схему целесообразно рассмотреть более подробно.

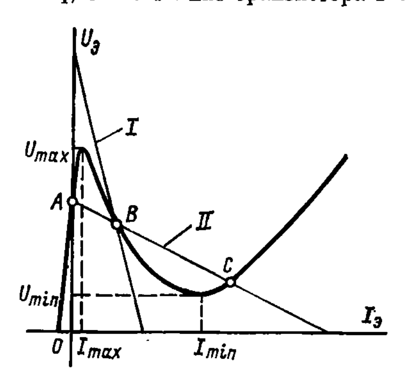


Рис. 2-27. Линии нагрузки на вольт-амперной характеристике однопереходного транзистора.

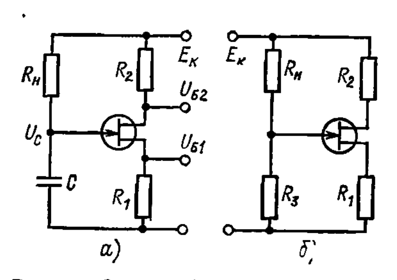


Рис. 2-28. Астабильная (*а*) и бистабильная (*б*) схемы мультивибратора.

Принцип работы мультивибратора. Форма колебаний, вырабатываемых мультивибратором, показана на рис. 2-29, *а*. На рис. 2-29, *б* иллюстрируется идеальная и реальная работа схемы. Рабочий цикл начинается в точке A зарядом конденсатора C через резистор $R_н$. Когда напряжение на конденсаторе достигает уровня $U_{max} = U_{вкл}$ транзистор открывается. Однако поскольку напряжение на конденсаторе не может измениться мгновенно, напряжение на эмиттере также не меняется и рабочая точка скачком переходит в точку D в области насыщения. Далее начинается разряд конденсатора с постоянной времени $C\,(R_н + r_{нас} + r_п)$ в соответствии со схемой на рис. 2-26, *б* и рабочая точка перемещается по вольт-амперной характеристике. Когда рабочая точка достигает участка с отрицательным сопротивлением, продолжающееся уменьшение тока эмиттера $I_Э$ должно бы сопровождаться повышением напряжения $U_Э$. Однако напряжение $U_Э$ возрасти не может, поэтому транзистор переходит в выключенное состояние. Далее конденсатор начинает перезаряжаться и весь цикл повторяется снова. На практике для

возрастания тока $I_Э$ до величины, соответствующей току в точке D, требуется конечный интервал времени, в течение которого конденсатор разряжается. Именно этим обстоятельством объясняется различие между идеальным и реальным движением рабочей точки. При

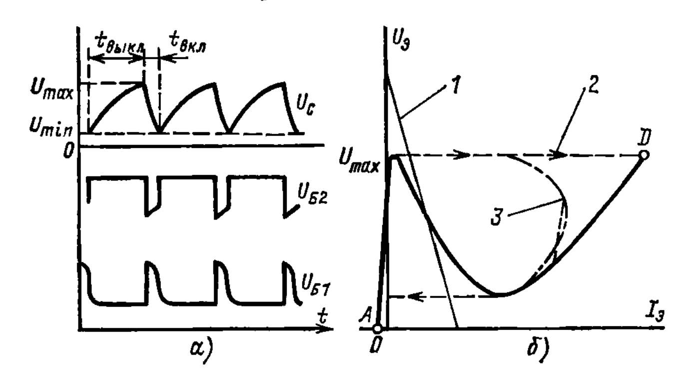


Рис. 2-29. Формы колебаний (*а*) и иллюстрация действия схемы астабильного мультивибратора на вольт-амперной характеристике (*б*).

1 — линия нагрузки; *2* — идеальное движение рабочей точки; *3* — реальное движение рабочей точки.

малых сопротивлениях резисторов R_1 и R_2 период колебаний определяется формулой

$$T = \frac{1}{f} \approx CR_н \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right). \tag{2-8}$$

Согласно паспортным данным величина η находится в пределах от 0,47 до 0,61 или в логарифмическом выражении от 0,64 до 0,94. Тогда период колебаний можно выразить приближенной формулой

$$T = 1/f \approx 0{,}8CR_н. \tag{2-9}$$

Принципы проектирования. Напряжение $U_{вкл}$ определяет точку, в которой начинается переход транзистора в открытое состояние, и является наиболее важной его характеристикой. Так как η — относительная величина, изменения температуры не оказывают на нее влияния.

Если обратиться к уравнению (2-7), то можно заметить, что изменения напряжения $U_{вкл}$ с температурой обусловлены изменением падения напряжения на диоде $U_д$. Это влияние можно скомпенсировать соответствующим выбором сопротивления резистора R_2. Сопротивление $r_{бб}$ имеет положительный температурный коэффициент, вследствие чего повышение температуры приводит к уменьшению межбазового тока. Следовательно, при этом происходит уменьшение падения напряжения на резисторе R_2 и увеличение напряжения между базами $U_{бб}$, а при некоторой определенной температуре имеет место точная компенсация температурного изменения падения напряжения на диоде $U_д$. Температурный коэф-

фициент сопротивления $r_{бб}$ является нелинейным, тем не менее такой метод не обеспечивает полной компенсации при всех температурах. Если сопротивление резистора R_1 не превышает 100 Ом, а сопротивление резистора R_2 выбрано в соответствии с уравнением

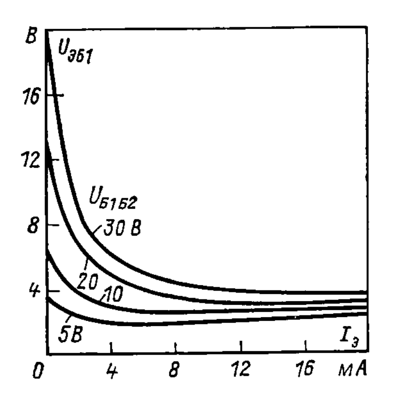


Рис. 2-30. Характеристики однопереходного транзистора 2N1761.

$$R_2 = \frac{0{,}4 r_{бб0}}{\eta E_к} + \frac{R_1(1-\eta)}{\eta}, \qquad (2\text{-}10)$$

то с достаточной для практики точностью в диапазоне температур от 0 до 100° С напряжение $U_{вкл}$ будет равно $\eta E_к$.

Частота колебаний зависит от постоянной времени $CR_н$. Следовательно, при фиксированном значении постоянной времени большему сопротивлению резистора $R_н$ соответствует меньшая емкость C. Обычно сопротивление резистора выбирается как можно большим, лишь бы оно обеспечивало условие самовозбуждения схемы, т. е. точка пересечения линии нагрузки с вольт-амперной характеристикой была бы неустойчивой. Другими словами, мультивибратор будет иметь возможность генерировать колебания, если сопротивление $R_н$ удовлетворяет следующему условию:

$$\frac{U_б - U_{\min}}{I_{\min}} < R_н < \frac{U_б - U_{\max}}{I_{\max}}. \qquad (2\text{-}11)$$

Пример проектирования 2-2. Требуется рассчитать астабильный мультивибратор на однопереходном транзисторе, имеющий частоту колебаний 100 Гц и работающий от источника питания постоянного тока напряжением 20 В.

Выбираем однопереходный транзистор фирмы Texas Inst. типа 2N1761, характеристики которого при температуре 25° С показаны на рис. 2-30. Из паспортных данных находим необходимые для расчета параметры: $\eta = 0{,}5$, $r_{бб0} = 7$ кОм, $I_{вкл} = 20$ мкА и $I_{выкл} = 9$ мА.

Если обратиться к схеме мультивибратора (рис. 2-28, *а*), то R_1 должно быть менее 100 Ом. Выбираем $R_1 = 22$ Ом. Далее из формулы (2-10) находим сопротивление резистора R_2:

$$R_2 \approx \frac{0{,}4 \cdot 7 \cdot 10^3}{0{,}5 \cdot 20} + \frac{22\,(1-0{,}5)}{0{,}5} \approx 300 \text{ Ом}.$$

Из графиков на рис. 2-30 определяем $U_{\min} = 3{,}5$ В. Подставляя значения найденных величин в условие (2-11):

$$\frac{20-3{,}5}{8 \cdot 10^3} < R_н < \frac{20-10}{20 \cdot 10^{-3}},$$

определяем, что сопротивление нагрузки $R_н$ должно находиться в диапазоне от 2 до 500 кОм. Выбираем $R_н = 100$ кОм. Далее из уравнения (2-9) находим емкость конденсатора:

$$C = \frac{1}{100 \cdot 0{,}8 \cdot 100 \cdot 10^3} = 0{,}125 \text{ мкФ}.$$

В данном примере использовалось значение $\eta = 0{,}5$. Однако в паспортных данных определен возможный разброс этой величины от 0,47 до 0,61. Для того чтобы учесть этот разброс, необходимо предусмотреть возможность настройки частоты. Для этой цели в схеме на рис. 2-31, *а* резистор $R_н$ заменен двумя: резистором фиксированной величины 75 кОм и последовательно с ним включенным переменным резистором 50 кОм.

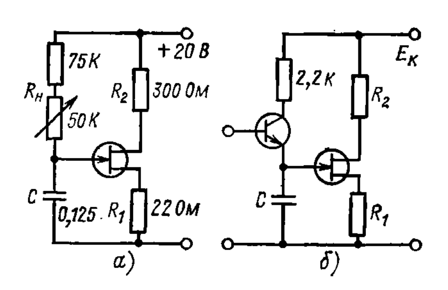


Рис. 2-31. Две схемы астабильного мультивибратора.

От сопротивления резистора $R_н$ зависит скорость заряда конденсатора и, следовательно, частота колебаний. В схеме на рис. 2-31, *б* сопротивление нагрузки заменено *n-p-n* транзистором, который включен последовательно с резистором. Коллекторный ток этого транзистора является зарядным током конденсатора. Его можно изменять путем подачи управляющего напряжения на базу транзистора. Таким образом, если имеется сигнал ошибки, характеризующий отклонение частоты, то появляется возможность автоматически подстраивать частоту.

2-9. ПРИМЕНЕНИЕ ОДНОПЕРЕХОДНОГО ТРАНЗИСТОРА ДЛЯ ВКЛЮЧЕНИЯ ТИРИСТОРА

Возможность получения больших токов в импульсе позволяет использовать астабильную схему мультивибратора с однопереходным транзистором для включения тиристора. В этом случае, для того чтобы иметь возможность управлять мощностью, потребляемой от источника переменного тока, астабильный мультивибратор необходимо синхронизировать с частотой этого источника.

Синхронизация. Схема, приведенная на рис. 2-32, представляет собой значительно измененную схему мостикового выпрямителя, который был показан на рис. 2-11. Использованная здесь схема астабильного мультивибратора на однопереходном транзисторе предназначена для выработки управляющих импульсов, подаваемых на тиристор. Назначением стабилитрона в схеме является ограничение выходного напряжения мостикового выпрямителя в точке *А* так, чтобы колебания, подаваемые на однопереходный транзистор (точка *В* схемы), имели трапецеидальную форму, как показано на рисунке. Если пробивное напряжение стабилитрона $U_{проб}$, то при малых сопротивлениях резисторов R_1 и R_2 однопереходный транзистор будет открываться при напряжении $U_{вкл} \approx \eta U_{проб}$. Таким

образом, точка включения однопереходного транзистора не зависит от пикового значения напряжения на выходе моста.

Пока напряжение в точке B спадает до нуля, однопереходный транзистор включиться не может. Начиная с этого момента, конденсатор C начинает заряжаться. Когда напряжение на нем достигнет $\eta U_{\text{проб}}$, транзистор откроется и произойдет разряд конденсатора. Длительность импульса, возникающего на резисторе R_1, равна времени открытого состояния транзистора, в течение которого через него происходит разряд конденсатора. Этот импульс используется для открывания тиристора, который находится в открытом состоянии оставшуюся часть полупериода, обеспечивая тем самым передачу мощности от источника в нагрузку. Теперь напряжение в точке A поддерживается на уровне $U_{\text{откр}}$ (падение напряжения на открытом тиристоре), и поэтому конденсатор не может снова зарядиться в оставшуюся часть полупериода. По окончании текущего

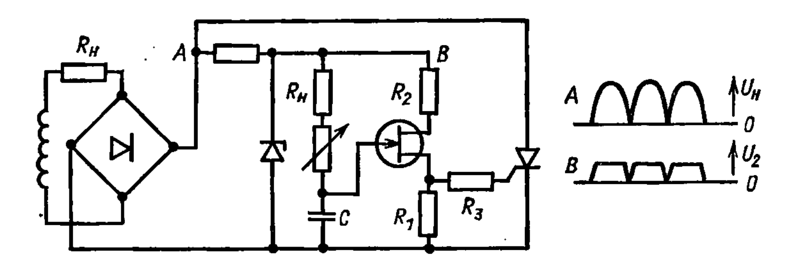


Рис. 2-32. Схема мостикового выпрямителя, управляемая синхронизированным астабильным мультивибратором на однопереходном транзисторе.

полупериода тиристор закрывается. С началом следующего полупериода напряжение в точках A и B возрастает и процесс повторяется. Угол включения тиристора определяется сопротивлением резистора $R_{\text{н}}$, а сопротивление резистора $R_{\text{у}}$ вычисляется по формуле (2-6).

Увеличение длительности импульса. В паспортных данных однопереходных транзисторов обычно приводятся графики, которые связывают время уменьшения напряжения на эмиттере с емкостью конденсатора. Если же требуется получить управляющий импульс большей длительности, то для этого необходимо увеличивать время разряда конденсатора. Возможный способ увеличения этого времени показан на рис. 2-33. Во время заряда конденсатора в этой схеме диод $Д$ находится в открытом состоянии, так как на него подается прямое напряжение. Когда однопереходный транзистор открывается, напряжение на его эмиттере начинает уменьшаться и диод $Д$ оказывается под действием обратного напряжения. Конденсатор C теперь начинает разряжаться через резистор R_3 от уровня $U_{\text{вкл}}$ до нуля. В точке, где напряжение на конденсаторе станет меньше напряжения на эмиттере, диод перейдет в открытое состояние, а транзистор снова закроется. Для этой схемы условия генерирования колебаний можно записать в следующем виде:

$$R_3 E_б/(R_3+R_н) > U_{\text{вкл}} \quad \text{и} \quad R_н > E_б/I_{\text{выкл}}. \qquad (2\text{-}12)$$

Период колебаний мультивибратора представляет собой сумму времени открытого состояния и времени закрытого состояния транзистора. Если обозначить через U_1 напряжение, при котором линия

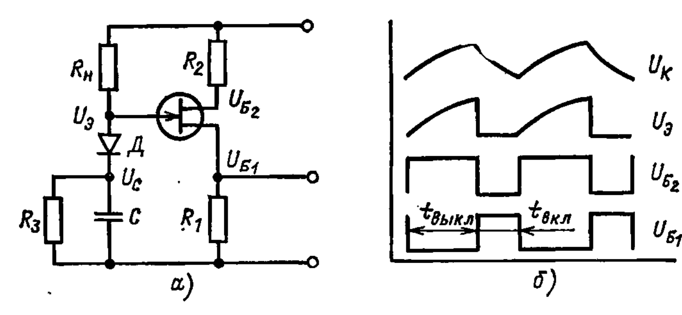


Рис. 2-33. Включение в схему диода и резистора R_3 позволяет увеличить длительность импульса.

нагрузки пересекает соответствующую кривую на рис. 2-30, то время включения и выключения в секундах будет определяться формулами

$$t_{\text{вкл}} = CR_3 \ln \frac{U_{\text{вкл}}}{U_1} = CR_3 \ln \frac{U_{\text{вкл}}}{U_{\text{выкл}}} \qquad (2\text{-}13)$$

(так как разница между U_1 и $U_{\text{выкл}}$ практически очень невелика) и

$$t_{\text{выкл}} = \frac{CR_3R_{\text{н}}}{R_3+R_{\text{н}}} \ln \left[\frac{1}{1-\eta\left(\frac{R_3+R_{\text{н}}}{R_3}\right)}\right]. \qquad (2\text{-}14)$$

Эти уравнения являются взаимозависимыми. Для целей проектирования удобнее представить их в более простом виде.

Обозначим

$$\gamma = R_3/(R_3+R_{\text{н}}) \quad \text{и} \quad CR_{\text{н}} = \tau, \qquad (2\text{-}15)$$

тогда

$$t_{\text{выкл}} = \gamma\tau \ln\left(\frac{1}{1-\eta/\gamma}\right) \qquad (2\text{-}16)$$

и

$$t_{\text{вкл}} = \frac{\gamma\tau}{1-\gamma} \ln \frac{U_{\text{вкл}}}{U_{\text{выкл}}}. \qquad (2\text{-}17)$$

При заданных величинах η, $U_{\text{вкл}}$ и $U_{\text{выкл}}$ решение можно найти в нормализованном виде зависимостей отношений $t_{\text{выкл}}/\tau$ и $t_{\text{вкл}}/\tau$ от γ. Эти зависимости при $U_{\text{вкл}} = 6$ В, $U_{\text{выкл}} = 2{,}5$ В и $\eta = 0{,}5$ показаны на рис. 2-34, *а*. Из этого рисунка можно получить другой график, связывающий отношение $t_{\text{выкл}}/t_{\text{вкл}}$ с γ, который приведен на рис. 2-34, *б*. Эти графики можно использовать при расчетах.

Пример проектирования 2-3. Требуется рассчитать астабильный мультивибратор на однопереходном транзисторе с частотой 100 Гц, длительностью импульсов 4 мс, для управления антипараллельной схемой на рис. 2-13.

Если использовать стабилитрон на 12 В, как показано ка рис. 2-32, то $E_к = 12$ В $\approx E_б$.

При $\eta = 0{,}5$, $U_{вкл} = \eta E_к = 6$ В. Из паспортных данных находим: $I_{выкл} = 7{,}5$ мА, $U_{выкл} = 2{,}5$ В и $r_{бб0} = 7$ кОм.

По формуле (2-10) определяем $R_2 = 470$ Ом. Требуемая частота равна 100 Гц, т. е. период составляет 10 мс. Выбираем $t_{выкл} = 6$ мс и $t_{вкл} = 4$ мс, отношение $t_{выкл}/t_{вкл} = 1{,}5$. Из графика на

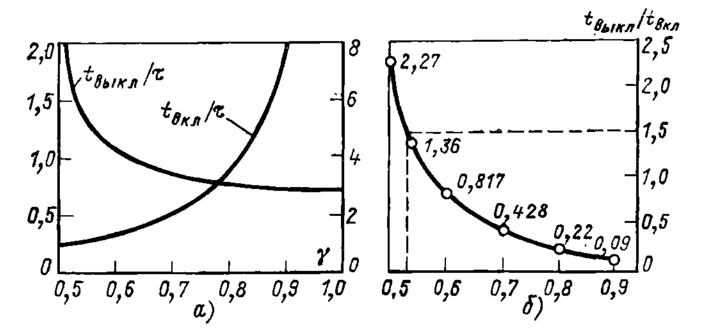


Рис. 2-34. Графики зависимостей $t_{выкл}/\tau$, $t_{вкл}/\tau$ и $t_{выкл}/t_{вкл}$ от γ.

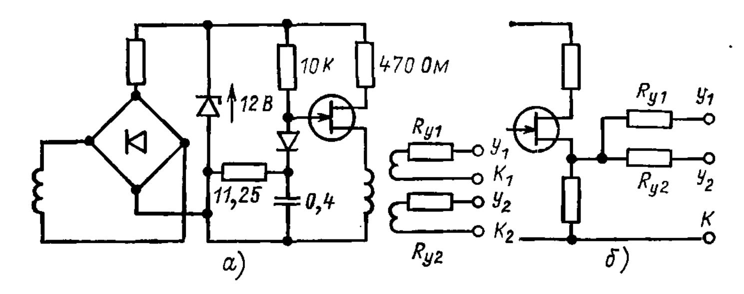


Рис. 2-35. Схема управления с параллельно-противоположным включением тиристоров (*а*) и модификация выходной цепи для схемы двухполупериодного выпрямителя на рис. 2-19 (*б*).

рис. 2-34, *б* получаем $\gamma = 0{,}53 = R_з/(R_н + R_з)$, откуда $R_з = 1{,}125\ R_н$. Из условия генерирования колебаний (2-12) находим минимальную величину $R_н$: $R_н = 12/(7{,}5\cdot 10^{-3}) = 1{,}6$ кОм. Из другого условия (2-12) $R_зE_б/(R_з + R_н) > U_{вкл}$, если выбрать $R_н = 10$ кОм, то минимальное сопротивление резистора $R_з = 10$ кОм. Таким образом, $R_з = 1{,}125\ R_н = 11{,}25$ кОм удовлетворяет второму условию.

Из формулы (2-13) находим емкость конденсатора $4\cdot 10^{-3} = C\cdot 11{,}25\cdot 10^3 \ln\frac{6}{2{,}5}$, откуда $C = 0{,}4$ мкФ.

Соединение с управляющими электродами. Сигнал управления, снимаемый с первой базы, необходимо подать между управляющим электродом и катодом каждого из параллельных тиристоров. Импульсы вырабатываются в течение каждой полуволны напряжения, но открываться будет только тот тиристор, на аноде которого в данный момент положительная полуволна. В этой схеме необходимо предусмотреть меры для защиты от обратного тока тиристора. В схеме двухполупериодного выпрямителя (см. рис. 2-19) катоды тиристоров соединены между собой так, что выход с первой базы в схеме на рис. 2-35, *б* можно подать на управляющие электроды тиристоров. В схеме с антипараллельным соединением тиристоров катоды соединить вместе нельзя, так как это приведет к короткому замыканию обоих тиристоров. Следовательно, в этом случае каждый тиристор должен иметь независимый источник управляющих сигналов. Например, можно использовать импульсный трансформатор в цепи первой базы (рис. 2-35, *а*). В заключение заметим, что в настоящем примере рабочий цикл составляет 40%.

2-10. АНАЛОГИЯ С БИПОЛЯРНЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

Два транзистора с различными типами проводимости можно соединить таким образом, что они будут работать как однопереходный транзистор. Такая схема показана на рис. 2-36, *а* (см. также схему на рис. 2-1). Здесь кроме двух транзисторов использованы еще некоторые элементы, но это является достоинством, так как выбором сопротивлений резисторов R_1 и R_2 можно задавать параметр η (в однопереходном транзисторе η определяется внутренними параметрами $r_{б1}$ и $r_{б2}$). На рис. 2-36, *б* показано, каким образом соединение двух транзисторов с различным типом проводимости можно использовать в схеме астабильного мультивибратора.

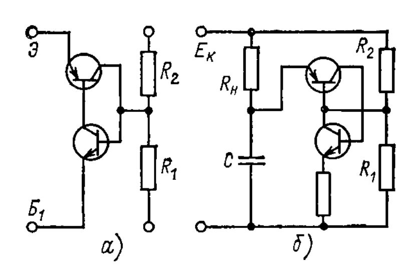


Рис. 2-36. Соединение двух биполярных транзисторов, которые работают так же, как однопереходный транзистор (*а*), и применение их в схеме астабильного мультивибратора (*б*).

Биполярный транзистор назван так потому, что в нем используются носители как с положительным, так и с отрицательным зарядом. В однопереходном транзисторе используются только дырки, поэтому он является униполярным полупроводниковым прибором. Униполярным прибором, который также имеет важное значение, является полевой транзистор.

2-11. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ [26]

Добавление определенных примесей к чистому полупроводниковому материалу приводит к увеличению свободных носителей зарядов и, следовательно, к снижению его удельного сопротивления. Например, при более высоком уровне легирования образца полупроводникового материала типа n он имеет большее количество свободных электронов и более низкое сопротивление. Полупроводниковый материал типа n^+ более сильно легирован примесями по сравнению с материалом типа n и имеет меньшее удельное

сопротивление. С другой стороны, если количество свободных электронов уменьшить, то удельное сопротивление полупроводника возрастет. Полевой транзистор в его простейшем виде с учетом сказанного можно рассматривать как переменное сопротивление.

Имеется два типа полевых транзисторов: полевой транзистор с затвором на *p-n* переходе и полевой транзистор с изолированным затвором. Последний иногда называют транзистором типа металл-окисел-полупроводник (МОП) или металл-диэлектрик-полупроводник (МДП). Транзисторы обоих типов работают на одном и том же принципе: управление током осуществляется электрическим полем, которое изменяет сопротивление между входными и выходными зажимами транзистора. Однако эти транзисторы обладают разными характеристиками.

Полевой транзистор с затвором на *p-n* переходе. Транзистор с управляющим *p-n* переходом изготовляется из кристалла кремния

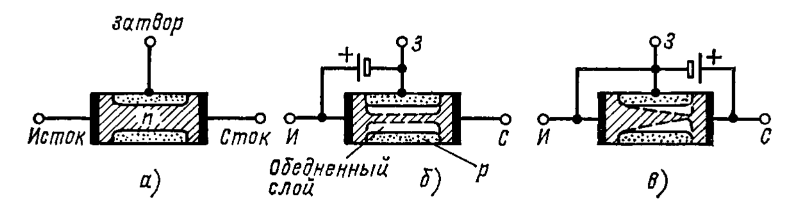


Рис. 2-37. Схематическое устройство полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом и каналом типа *n*.

типа *n*, на котором с двух противоположных сторон размещены области типа *p*, выполненные методом диффузии. Полевой транзистор с каналом *n* показан на рис. 2-37, *а*. В подобном устройстве образуется канал типа *n* между входным зажимом — истоком и выходным зажимом — стоком. Этот канал расположен между двумя областями *p*, образующими управляющий электрод или затвор. Если на затвор подать отрицательный потенциал относительно подложки типа *n* (рис. 2-37, *б*), то переходы окажутся смещенными в обратном направлении и в них, как и в любом *p-n* переходе, образуются обедненные слои. При увеличении отрицательного напряжения смещения обедненные слои расширяются в глубь канала и в конце концов могут сомкнуться между собой. В этом случае сопротивление между истоком и стоком будет бесконечно большим. На рис. 2-37, *в* затвор соединен с истоком, а источник напряжения присоединен таким образом, что сток относительно затвора имеет положительный потенциал. Переходы в этом случае также смещены в обратном направлении, но благодаря градиенту напряжения между стоком и истоком и резистивной природе подложки одна сторона оказывается смещенной в большей степени, чем другая, и, следовательно, обедненный слой с этой стороны будет иметь большую толщину. Повышение напряжения между стоком и истоком $U_{СИ}$ сначала вызывает увеличение тока стока $I_С$ и одновременное повышение градиента потенциала. В результате обедненный слой расширяется, сопротивление между стоком и истоком возрастает и появляется тенденция к ограничению тока. В конце концов повышение напряжения $U_{СИ}$ не вызывает больше увеличения тока $I_С$. Напряжение между стоком и истоком, при котором начинается ограничение тока, называют напряжением насыщения $U_{СИ\,нас}$.

Характеристики, описывающие зависимость $I_С$ от $U_{СИ}$, приведены на рис. 2-38. В качестве параметра здесь используется напряжение между затвором и истоком $U_{ЗИ}$. При увеличении напряжения на затворе ограничение начинается при более малых токах $I_С$, так как два эффекта, вызывающие расширение обедненного слоя, являются аддитивными. В области насыщения каждая из кривых $I_С$ остается приблизительно на постоянном уровне с увеличением $U_{СИ}$ до тех пор, пока не наступит лавинный пробой, при котором ток $I_С$ резко возрастает. Если сравнить характеристики полевого транзистора и пентода, то можно заметить их идентичность. Такое сравнение показывает, что затвор играет роль управляющей сетки, а исток и сток выполняют функции катода и анода соответственно. Дополнительная аналогия между полевым транзистором и пентодом заключается в том, что оба эти прибора имеют большое входное сопротивление по сравнению с биполярным транзистором, который характеризуется небольшим входным сопротивлением. Соответственно имеется сходство и в методах расчета схем.

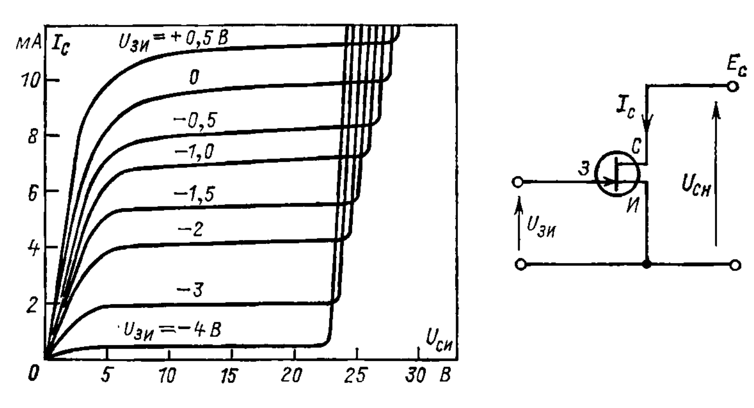


Рис. 2-38. Характеристики полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом и каналом типа *n*.

На рис. 2-37 схематически показано устройство полевого транзистора с затвором на *p-n* переходе. На практике этот полупроводниковый прибор изготовляется методом эпитаксиальной планарной технологии, при которой операция диффузии выполняется только с одной стороны. Устройство планарно-эпитаксиального полевого транзистора показано на рис. 2-39. Исходным материалом для изготовления транзистора служит сравнительно толстая подложка типа *p* с малым удельным сопротивлением, на которой наращивается тонкий эпитаксиальный слой кремния типа *n* (рис. 2-39, *а*). Далее путем нагревания подложки до определенной температуры поверхность эпитаксиального слоя покрывается защитной пленкой

двуокиси кремния. Фоторезистивным методом в пленке двуокиси в соответствующих местах проделываются отверстия и затем сквозь эти отверстия осуществляется диффузия материала типа *p* с целью формирования области затвора, как это показано на рис. 2-39, *б*. Следующими этапами являются процесс второго оксидирования, процесс травления и изготовление необходимых внешних выводов (рис. 2-39, *в*). На приведенных рисунках схематично показано поперечное сечение, а на рис. 2-40 представлен общий вид без слоя двуокиси кремния и без внешних выводов.

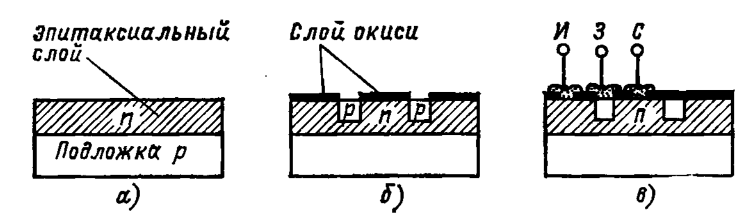


Рис. 2-39. Три этапа изготовления эпитаксиально-планарного полевого транзистора с каналом типа *n*.

Заметим, что если все области типа *p* и *n* поменять между собой местами, то получится полевой транзистор с каналом типа *p*.

Полевой транзистор с изолированным затвором и индуцированным каналом. Исходным материалом для изготовления МОП-транзистора с индуцированным каналом служит подложка типа *p* с высоким удельным сопротивлением. В подложке методом диффузии формируются две области типа *n* с малым удельным сопротивлением, которые представляют собой исток и сток транзистора. Затем все устройство покрывают слоем двуокиси кремния, в котором фоторезистивным методом с последующим травлением проделываются окна над областями стока и истока. Далее путем металлизации выполняются внешние контакты стока и истока. Одновременно с изготовлением контактов осаждается слой металла и на окиси кремния, покрывающей область канала. Этот металлический слой является затвором, который изолирован от канала пленкой двуокиси кремния. Окончательное устройство транзистора представлено на рис. 2-41, *а*. Заметим, что при отсутствии напряжения на затворе сопротивлением между истоком и стоком является сопротивление двух *p-n* переходов, включенных в противоположных направлениях. Обратим также внимание на то, что металлический

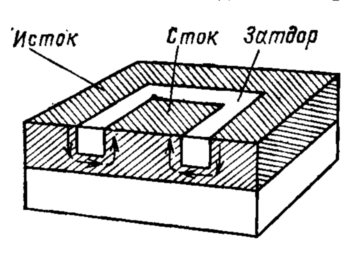


Рис. 2-40. Общий вид эпитаксиально-планарного полевого транзистора с управляющим переходом (слой двуокиси кремния и внешние выводы на рисунке не показаны).

затвор и область канала из кремния, разделенные изолирующим слоем двуокиси кремния, образуют конденсатор.

Действие транзистора иллюстрируется рис. 2-41, *б* и заключается в следующем. Электрическое поле, создаваемое положительным потенциалом затвора, индуцирует соответствующий отрицательный заряд в полупроводниковом материале, который служит второй пластиной конденсатора. При возрастании положительного напряжения, приложенного к затвору, в части полупроводниковой подложки типа *p* между истоком и стоком образуется инверсионный слой

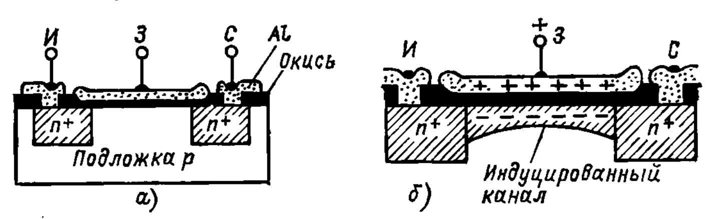


Рис. 2-41. Устройство полевого транзистора с изолированным затвором с индуцированным каналом.

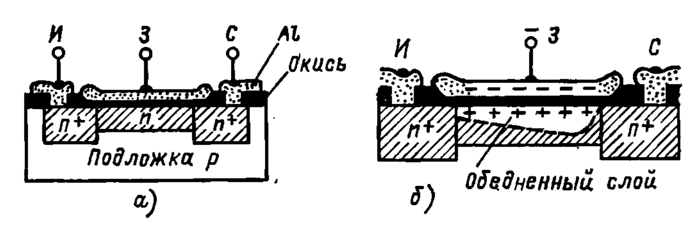


Рис. 2-42. Полевой транзистор с изолированным затвором со встроенным каналом.

с электронной проводимостью — канал *n*. Через этот индуцированный канал типа *n* может протекать ток от истока к стоку. Чем больше напряжение на затворе, тем больше поперечное сечение индуцированного канала и, следовательно, больший ток протекает между истоком и стоком. Иначе говоря, током стока можно управлять путем изменения потенциалов на затворе. Как и в предыдущем случае, если в каждой из областей поменять тип полупроводника на противоположный, то получим полевой транзистор с изолированным затвором и каналом *p*.

Полевой транзистор с изолированным затвором и встроенным каналом. Структуру МОП-транзистора, показанную на рис. 2-41, *а*, можно модифицировать, добавив канал типа *n*, выполненный методом диффузии, в область между истоком и стоком, как показано на рис. 2-42, *а*. При подаче на затвор отрицательного потенциала в канале индуцируются положительные заряды и формируется обедненный слой, который увеличивает удельное сопротивление канала. Этот процесс иллюстрирует рис. 2-42, *б*. В таком состоянии характеристики транзистора аналогичны характеристикам полевого транзистора с управляющим *p-n* переходом, т. е. при большем отрицательном потенциале на затворе между истоком и стоком

протекает ток $I_С$ меньшей величины. Однако при подаче на затвор положительного напряжения транзистор со встроенным каналом будет вести себя по-другому. В случае транзистора с управляющим *p-n* переходом и каналом типа *n* при подаче положительного напряжения на затвор *p-n* переход оказывается смещенным в прямом направлении, обедненный слой исчезает и исключается возможность управления током стока.

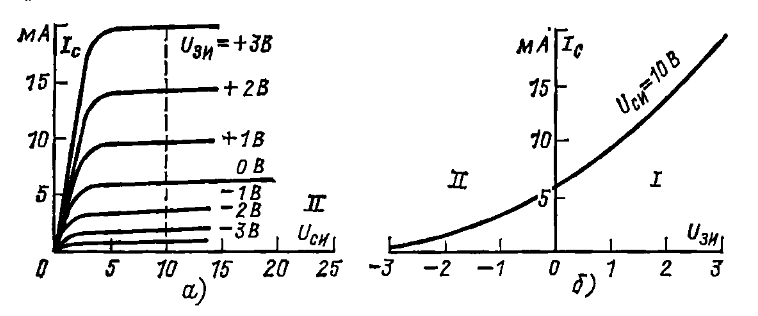


Рис. 2-43. Характеристики полевого транзистора с изолированным затвором со встроенным каналом. В области *I* транзистор работает в режиме с индуцированным каналом, а в области *II* — в режиме со встроенным каналом.

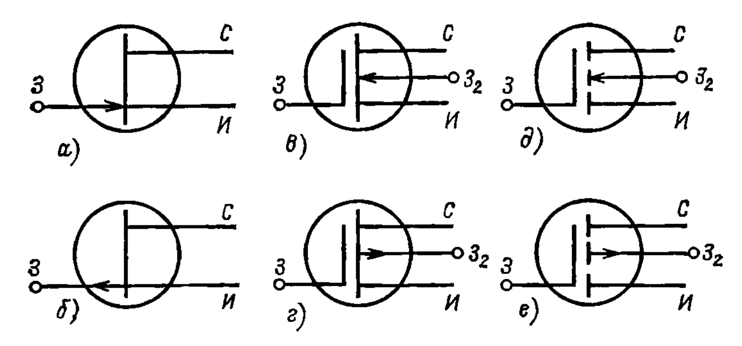


Рис. 2-44. Условные обозначения полевых транзисторов.

а и *б* — с управляющим *p-n* переходом; *в* и *г* — с изолированным затвором и встроенным каналом; *д* и *е* — с изолированным затвором и индуцированным каналом.
(Стрелка, направленная внутрь, обозначает транзистор с каналом типа *n*, а наружу — с каналом типа *p*).

Если же на затвор транзистора со встроенным каналом типа *n* подать положительный потенциал, то индуцированные отрицательные заряды в канале приведут к снижению удельного сопротивления канала, и прибор станет работать как МОП-транзистор с индуцированным каналом (рис. 2-43).

Классификация и условные обозначения полевых транзисторов. Полевой транзистор с управляющим *p-n* переходом является прибором со встроенным каналом и, следовательно, при отсутствии напряжения на затворе он открыт. Если подать положительное напряжение на затвор транзистора с каналом *p* или отрицательное напряжение на затвор транзистора с каналом *n*, то это вызовет уменьшение тока стока. При повышении напряжения указанной полярности транзистор в конце концов закроется.

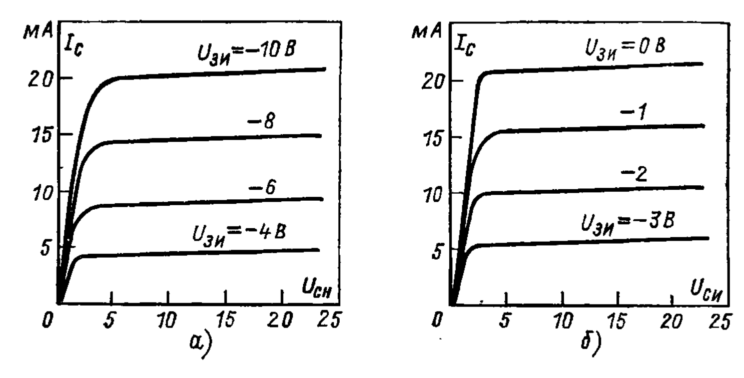


Рис. 2-45. Характеристики полевых транзисторов с изолированным затвором.

Существует четыре типа полевых транзисторов с изолированным затвором. Транзисторы со встроенным каналом типов *n* или *p* в нормальном состоянии открыты. Чтобы перевести их в закрытое состояние, необходимо приложить некоторое напряжение к затвору. С другой стороны, полевые транзисторы с индуцированным каналом типа *p* или *n* нормально находятся в закрытом состоянии. Для включения транзистора с каналом *p* необходимо подать на его затвор отрицательный потенциал, а для включения транзистора с каналом *n* на затвор требуется подать положительный потенциал.

Условные обозначения различных типов полевых транзисторов приведены на рис. 2-44. На четырех из них показан вывод $З_2$. Этот вывод соединен с подложкой транзистора и некоторыми фирмами выполняется как внешний. Однако большинство современных полевых транзисторов имеют внутреннее соединение подложки с истоком. Из четырех типов полевых транзисторов с изолированным затвором широкое применение находят только два: с индуцированным каналом типа *p* и со встроенным каналом типа *n*. Типовые характеристики этих транзисторов приведены на рис. 2-45, *а* и *б* соответственно.

2-12. ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ С ПОЛЕВЫМ ТРАНЗИСТОРОМ [27]

Так как полевой транзистор обычно работает при обратном смещении на входном переходе, его входной ток очень мал. Характеристики наиболее часто встречающегося на практике типа полевых транзисторов — полевого транзистора со встроенным каналом (см. рис. 2-38) — аналогичны характеристикам вакуумного пен

тода. Полевые транзисторы с управляющим p-n переходом и изолированным затвором имеют высокое входное сопротивление. По этой причине эквивалентная схема, показанная на рис. 1-25, использующая h-параметры и представляющая устройство, которое работает при малых входных токах, оказывается непригодной для полевых транзисторов. Для полевых транзисторов используется эквивалентная схема с Y-параметрами (рис. 2-46). Источники энергии здесь представлены генераторами напряжения. Схема является симметричной.

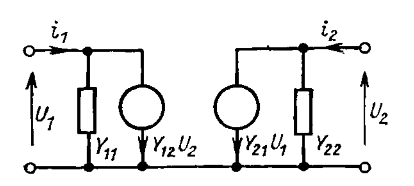


Рис. 2-46. Эквивалентная схема четырехполюсника, использующая Y-параметры.

Уравнения для этой схемы можно записать, используя законы Кирхгофа (приложение А), путем приравнивания входящих и выходящих токов во входном и выходном узлах. Таким образом,

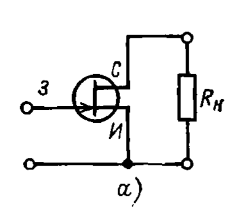
$$i_1 = Y_{11}u_1 + Y_{12}u_2; \tag{2-18}$$

$$i_2 = Y_{21}u_1 + Y_{22}u_2. \tag{2-19}$$

Параметрами в уравнениях являются проводимости при коротком замыкании на входе или на выходе, т. е.

$$\left.\begin{aligned} Y_{11} &= i_1/u_1 \quad \text{при} \quad u_2 = 0;\\ Y_{12} &= i_1/u_2 \quad \text{при} \quad u_1 = 0;\\ Y_{21} &= i_2/u_1 \quad \text{при} \quad u_2 = 0;\\ Y_{22} &= i_2/u_2 \quad \text{при} \quad u_1 = 0. \end{aligned}\right\} \tag{2-20}$$

Высокое входное сопротивление полевого транзистора означает, что входная проводимость очень мала и, как правило, ею



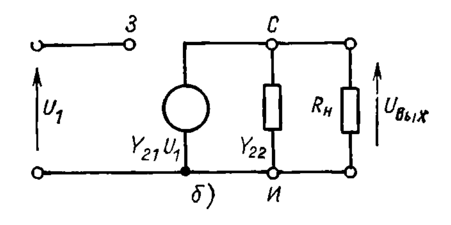


Рис. 2-47. Схема включения полевого транзистора с общим истоком (a) и ее эквивалентная схема ($б$).

можно пренебречь. Проводимость обратной связи Y_{12} на низких частотах оказывает незначительное влияние и ее также можно не принимать во внимание. На рис. 2-47 — 2-49 показаны эквивалентные схемы для включения полевого транзистора с общим истоком, общим затвором и общим стоком с учетом указанных допущений.

Схема с общим истоком. Схема с общим истоком, показанная на рис. 2-47 подобна схеме с ОЭ на биполярном транзисторе. В эквивалентной схеме на рис. 2-47, $б$ Y_{21} — проводимость прямой передачи; Y_{22} — выходная проводимость при коротком замыкании на входе.

Типовыми значениями этих параметров, например, для транзистора 2N3819 являются: $Y_{21} = 5$ мСм, $Y_{22} = 50$ мкСм.

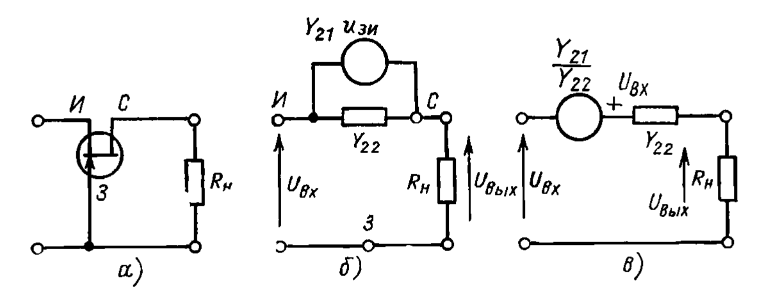


Рис. 2-48. Схема включения полевого транзистора с общим затвором (a) и ее малосигнальные эквивалентные схемы ($б$, $в$).

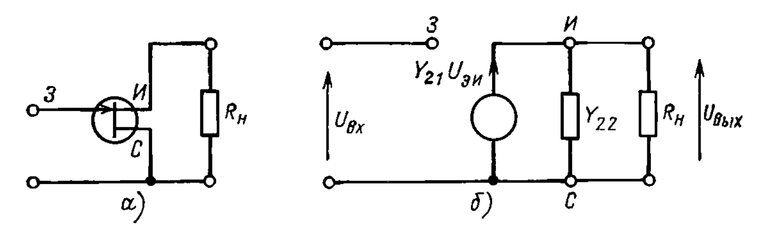


Рис. 2-49. Схема включения полевого транзистора с общим стоком (a) и ее эквивалентная схема ($б$).

Из рис. 2-47, $б$ видно, что в схеме с общим истоком выходное напряжение появляется благодаря протеканию тока $Y_{21}u_1$ через проводимость Y_{22} и сопротивление нагрузки $R_н$, включенные параллельно. Таким образом, выходное напряжение будет равно:

$$u_{вых} = \frac{-Y_{21}u_1}{Y_{22} + 1/R_н}, \tag{2-21}$$

а коэффициент передачи по напряжению в схеме с общим истоком определится формулой

$$\frac{u_{вых}}{u_1} = \frac{-Y_{21}R_н}{1 + Y_{22}R_н}. \tag{2-22}$$

Зависимость коэффициента передачи по напряжению от сопротивления нагрузки показана на рис. 2-50. Очевидно, что максимальный коэффициент передачи будет равен Y_{21}/Y_{22} при бесконечно большом сопротивлении нагрузки. Для упоминавшегося транзистора 2N3819 максимальный коэффициент передачи по напряжению равен 100, что на порядок ниже, чем у биполярного транзистора (см. рис. 1-36).

Схема с общим затвором. Схема включения полевого транзистора с общим затвором показана на рис. 2-48. Эквивалентная схема каскада с общим затвором, в которой использованы Y-параметры, получена путем преобразования генератора тока $Y_{21}u_{ЗИ}$ в генератор напряжения $U_{21}u_{вх}/Y_{22}$ таким образом, что все элементы в эквивалентной схеме включены последовательно. Напряжение между затвором и истоком $u_{ЗИ}$ в схеме с общим затвором имеет противоположный знак по сравнению с входным напряжением, т. е. $u_{ЗИ} = -u_{вх}$. В последовательной эквивалентной схеме входной ток равен току в сопротивлении нагрузки, а выходное напряжение

$$u_{вых} = iR_н, \tag{2-23}$$

откуда, используя закон Ома, находим ток

$$i = \frac{u_{вх} + \frac{Y_{21}}{Y_{22}}u_{вх}}{1/Y_{22} + R_н}. \tag{2-24}$$

Коэффициент передачи по напряжению в схеме с общим затвором, как и обычно, определяется в виде отношения выходного напряжения к входному:

$$\frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{(Y_{21}+Y_{22})R_н}{1+Y_{22}R_н}. \tag{2-25}$$

Рис. 2-50. Зависимость коэффициента передачи по напряжению от сопротивления нагрузки для трех схем включения полевого транзистора.

Если учесть, что проводимость Y_{22} сравнительно невелика, то уравнение (2-25) будет иметь тот же вид, что и (2-22). Таким образом, коэффициенты передачи по напряжению в схемах с общим истоком и с общим затвором приблизительно одинаковы, исключая, конечно, тот факт, что в схеме с общим затвором сигнал не инвертируется. Равенство коэффициентов передачи по напряжению в указанных двух схемах отражено на рис. 2-50.

Схема с общим стоком. Из эквивалентной схемы на рис. 2-49 находим напряжение между затвором и истоком $u_{ЗИ}$ и выходное напряжение:

$$u_{ЗИ} = u_{вх} - u_{вых}; \tag{2-26}$$

$$u_{вых} = \frac{Y_{21}u_{ЗИ}}{1/R_н + Y_{22}}; \tag{2-27}$$

подставляя значение $u_{ЗИ}$ из (2-26), получаем:

$$u_{вых} = \frac{Y_{21}R_н u_{вх}}{1+(Y_{21}+Y_{22})R_н}. \tag{2-28}$$

Коэффициент передачи по напряжению для схемы с общим стоком легко найти из (2-28):

$$\frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{Y_{21}R_н}{1+(Y_{21}+Y_{22})R_н}. \tag{2-29}$$

Когда $R_н$ несколько больше величины $1/Y_{21}$, коэффициент передачи по напряжению в схеме с общим стоком близок к единице, т. е. аналогично схеме с общим коллектором (эмиттерный повторитель) на биполярных транзисторах. Благодаря высокому входному сопротивлению и единичному коэффициенту передачи по напряжению схема с общим стоком, или истоковый повторитель, очень удобна для применения в качестве развязывающего, т. е. буферного, каскада.

Рис. 2-51. Зависимость входного сопротивления схемы с общим затвором от $R_н$.

Входное сопротивление усилителя на полевом транзисторе. Схемы с общим истоком и общим стоком имеют большое входное сопротивление, а схема с общим затвором — малое. Из уравнения (2-24) для схемы с общим затвором находим:

$$R_{вх} = \frac{u_{вх}}{i} = \frac{1+Y_{22}R_н}{Y_{21}+Y_{22}}. \tag{2-30}$$

Зависимость входного сопротивления от $R_н$ в схеме с общим затвором показана на рис. 2-51, из которой видно, что минимальное входное сопротивление составляет приблизительно 200 Ом.

Таблица 2-1

Характеристика	Тип схемы		
	с общим истоком	с общим затвором	с общим стоком
Коэффициент передачи по напряжению	$\frac{-Y_{21}R_н}{1+Y_{22}R_н}$	$\frac{(Y_{21}+Y_{22})R_н}{1+Y_{22}R_н}$	$\frac{Y_{21}R_н}{1+(Y_{21}+Y_{22})R_н}$
Коэффициент передачи тока	∞	1	∞
Входное сопротивление	∞	$1/(Y_{21}+Y_{22})$	∞
Выходное сопротивление	$1/Y_{22}$	$1/Y_{22}$	$1/(Y_{21}+Y_{22})$

Выходное сопротивление усилителя на полевом транзисторе. В отличие от схем на биполярных транзисторах, выходное сопротивление усилителя на полевых транзисторах не зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала. Из рассмотрения знаменателей в трех выражениях, определяющих коэффициенты передачи по напряжению, видно, что выходное сопротивление для схем с общим истоком и с общим затвором равно $1/Y_{22}$, а для схемы с общим стоком $-1/(Y_{21}+Y_{22})$.

Коэффициент передачи тока. В схемах с общим истоком и общим стоком входной ток равен нулю, поэтому эти схемы имеют бесконечно большой коэффициент передачи тока. В схеме с общим затвором через входную и выходную цепи протекает один и тот же ток, следовательно, в этом случае коэффициент передачи по току равен единице.

В табл. 2-1 приведены основные характеристики усилительных каскадов на полевых транзисторах.

Глава третья

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Интегральная схема представляет собой кристалл или пластинку кремния, на которой расположены транзисторы, диоды, резисторы и конденсаторы, образующие законченную электронную схему. В первой успешной попытке изготовления интегральных схем, которая относится к 1959 г., использовалась мезаконструкция. Этот метод очень быстро был вытеснен планарной технологией. Некоторые из этапов технологии производства интегральных схем здесь будут более подробно рассмотрены на примере изготовления *n-p-n* транзистора.

3-1. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ [28]

Эпитаксиальное наращивание. Для обеспечения достаточной механической прочности коллекторная область мезатранзистора (см. рис. 1-21) должна иметь толщину по крайней мере 0,05 мм. Кроме того, чтобы емкость коллектора была невелика, а пробивное напряжение достаточно высоким, для изготовления коллекторной области следует применять полупроводниковый материал, имеющий большое удельное сопротивление. Одновременное выполнение этих двух требований приводит к появлению недопустимо большого сопротивления между коллекторным переходом и внешним контактом коллектора. Решение этой проблемы было найдено в результате применения эпитаксиального процесса. При этом требуемая механическая прочность достигалась сравнительно толстой подложкой из кремния с малым удельным сопротивлением. На поверхность подложки методом осаждения из газовой фазы наращивался тонкий слой кремния, обладающий высоким удельным сопротивлением. Если теперь в этом тонком эпитаксиальном слое сформировать транзистор, то будут получены требуемые малая емкость и высокое удельное сопротивление коллектора, а большое последовательное сопротивление между коллекторным переходом

и внешним контактом будет исключено. При изготовлении дискретных транзисторов эпитаксиальный слой может иметь тип проводимости, одинаковый с подложкой, т. е. подложка и эпитаксиальный слой должны иметь проводимости соответственно n^+ и n или p^+ и p. При изготовлении же транзисторов в составе интегральных схем необходимо, чтобы эпитаксиальный слой и подложка имели противоположные типы проводимости. Причина этого будет пояснена несколько позднее. Таким образом, устройство интегрального транзистора, показанное на рис. 3-1, содержит в себе подложку типа p, тонкий эпитаксиальный слой типа n и коллекторный контакт, выведенный на верхнюю поверхность.

Оксидирование поверхности. Важнейшей особенностью планарного процесса является наращивание на поверхность эпитак-

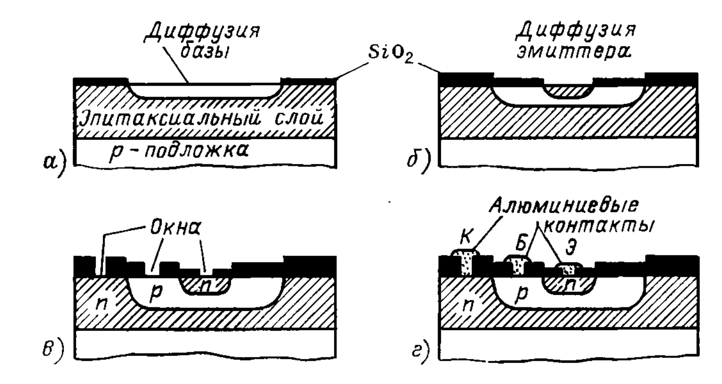


Рис. 3-1. Четыре этапа изготовления транзистора с применением эпитаксиально-планарной технологии.

сиального слоя двуокиси кремния, которая действует как маска препятствующая диффузии. Процесс оксидирования заключается в нагревании многослойной структуры — вафли — до высокой температуры в атмосфере кислорода. На рис. 3-1, *а* видно, что слой двуокиси кремния перекрывает границы *p-n* переходов. Это защищает *p-n* переход от воздействия внешней среды. Поэтому приборы, изготовленные с помощью планарной технологии, обладают повышенной стабильностью характеристик даже в бескорпусном исполнении.

Фоторезистивный процесс и травление. После оксидирования в слое двуокиси кремния необходимо изготовить отверстия (окна), через которые затем будет происходить диффузия. Технология изготовления окон аналогична технологии, применяемой при изготовлении печатных плат. Сначала оксидированная поверхность покрывается тонкой пленкой фоточувствительной эмульсии (фоторезист). Затем изготовляется маска, т. е. рисунок, на котором определены участки, подлежащие травлению. На маске участки, подлежащие травлению, делаются непрозрачными, а участки, на которых двуокись кремния должна быть сохранена, выполняются прозрачными. Изготовленная таким образом маска накладывается на

вафлю, и последняя через маску экспонируется ультрафиолетовым светом. Фоторезист под прозрачными участками маски полимеризуется и становится устойчивым к действию трихлорэтилена, который далее применяется для растворения неэкспонированных участков фоторезиста. После фиксации путем нагревания оставшийся фоторезист защищает слой двуокиси во время процесса травления. Для удаления двуокиси кремния в окнах фоторезиста используется фтористоводородная кислота. После травления поверхность тщательно очищается, и пластинка готова к этапу первой диффузии.

Диффузия. Наиболее широко для выполнения диффузии типа *p* используется бор. Он наносится на вафлю и при высокой температуре через окна диффундирует в кремний. Таким образом создается базовая *p*-область транзистора, как показано на рис. 3-1, *а*. Далее процесс оксидирования при высокой температуре повторяется снова, открытые окна вновь закрываются слоем двуокиси кремния, а так как при нагревании вафли процесс диффузии продолжается, во время оксидирования базовая область несколько углубляется в кремний.

После второго оксидирования с использованием новой маски выполняется второй фоторезистивный процесс и травление, в результате чего вскрываются окна в слое двуокиси для проведения диффузии эмиттерной области (рис. 3-1, *б*). Для выполнения диффузии *n*-типа чаще всего применяют фосфор или мышьяк. Цикл повторяется в третий раз. Теперь производится оксидирование для закрытия эмиттерного окна. При этом эмиттерная область также несколько углубляется, а затем методом травления вскрываются новые окна в слое двуокиси для формирования внешних контактов. Этот этап иллюстрирует рис. 3-1, *в*. Последним этапом является изготовление контактов путем металлизации алюминием окон в слое двуокиси (рис. 3-1, *г*).

Приведенное описание эпитаксиально-планарного метода весьма упрощенное. В действительности процесс состоит из значительно большего числа этапов. По типовой технологии для изготовления биполярного транзистора необходимо выполнить около 140 отдельных технологических операций. Однако были рассмотрены все принципиальные процессы производства.

На практике на одной вафле кремния одновременно изготовляется большое количество полупроводниковых приборов. После изготовления эти приборы разделяют путем скрайбирования алмазным резцом и разламывания вафли на отдельные пластинки. Затем эти пластинки монтируются в соответствующие корпуса, которые позволяют выполнять электрические соединения с внешней схемой и отводить от пластинки выделяющуюся в ней тепловую энергию.

3-2. БИПОЛЯРНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Из-за различий технологических процессов, в которых применяются бор и фосфор, изготовление *n-p-n* транзисторов оказывается более простым, чем *p-n-p* транзисторов. Для производства последних необходимо применять специальные методы диффузии. Этим объясняется более широкое распространение транзисторов *n-p-n* типа.

Появление интегральных схем стало возможным благодаря тому, что описанные методы можно использовать для изготовления не только транзисторов и диодов, но также резисторов и конденсаторов. После изготовления этих элементов, их взаимного соединения и изоляции, методом травления проделываются окна для контактов, как это уже было описано. Затем на всю пластину производится осаждение алюминия и фоторезистивным методом ненужные участки алюминия удаляются. Оставшаяся часть алюминиевой металлизации служит внешними контактами и обеспечивает необходимые соединения между элементами, составляющими схему.

Резисторы. В интегральных схемах резисторы изготовляют, пользуясь тем обстоятельством, что образец полупроводникового материала с меньшим содержанием легирующей примеси имеет более высокое удельное сопротивление. Наиболее употребительная форма интегральных резисторов представляет собой тонкую полоску типа *p*, изготовляемую методом диффузии. С обоих концов полоски имеются металлические контакты. Сопротивление такой полоски пропорционально ее длине и обратно пропорционально ширине. Диапазон сопротивлений резисторов, изготовляемых диффузионным методом, ограничен площадью пластинки, на которой размещена данная схема, и, как правило, типовые сопротивления составляют от 10 Ом до 30 кОм с допуском до 20%.

Другим методом изготовления интегральных резисторов является применение тонкопленочной технологии. Этот метод заключается в осаждении металлической пленки, обычно из нихрома, на слой двуокиси кремния и последующем травлении до получения необходимой формы резистора, а следовательно, и заданного сопротивления. Затем металлический резистор покрывается изолирующим слоем, в котором проделываются отверстия для формирования в них омических контактов. Тонкопленочные резисторы позволяют получать сопротивления вплоть до 50 кОм.

Конденсаторы. Для изготовления конденсаторов в интегральных схемах используется емкость обедненного слоя обратно смещенного *p-n* перехода. Таким методом получают максимальную емкость около 400 пФ. При использовании тонкопленочной технологии можно изготовить конденсаторы, имеющие емкость приблизительно в 2 раза больше. Тонкопленочный конденсатор представляет собой алюминиевую пленку, которая является одной обкладкой конденсатора, осаждаемую на слой двуокиси кремния. Другой обкладкой служит полупроводниковый материал, а слой двуокиси кремния между ними является диэлектриком.

Изоляция. Отдельные элементы, образующие интегральную схему, необходимо каким-то образом электрически изолировать между собой. Один из возможных методов, называемый методом диодной изоляции, заключается в том, что каждый элемент интегральной схемы окружается областью из полупроводникового материала, имеющего противоположный тип проводимости. Подачей обратного смещения на сформированный таким образом *p-n* переход осуществляется электрическая изоляция элементов схемы между собой. Метод диодной изоляции иллюстрирует рис. 3-2, на котором представлено поперечное сечение биполярной интегральной схемы, содержащей *n-p-n* транзистор и резистор. До формирования элементов интегральной схемы на всю глубину эпитаксиального слоя до подложки типа *p* производится операция диффузии типа p^+. В результате образуются изолированные островки типа *n*, в которых затем формируются различные элементы интегральной схемы.

На рис. 3-2 показан также слой n^+ типа, расположенный непосредственно под транзистором. В дискретных мезатранзисторах

(см. рис. 1-21) коллекторный контакт располагается в нижней части устройства, а эпитаксиальный процесс применяется для уменьшения сопротивления между коллектором и его контактом. В показанной на рисунке структуре интегральной схемы коллекторный контакт выполнен сверху кремниевой пластинки. Заглубленный слой типа n^+, расположенный между коллектором и его контактом, также служит для уменьшения последовательного сопротивления коллекторной области. В тех областях, которые предназначены для

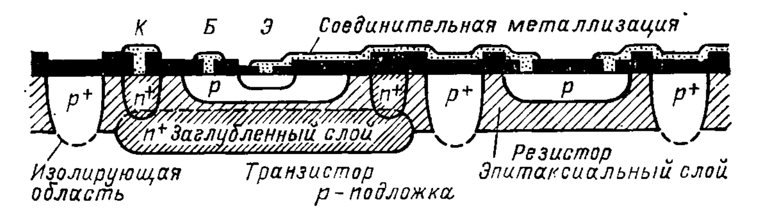


Рис. 3-2. Интегральная схема, в которой использован диодный метод изоляции.

формирования транзисторов, заглубленный слой типа n^+ изготовляется методом диффузии в подложку типа p до наращивания эпитаксиального слоя. На этапе диффузии заглубленного слоя в качестве легирующей примеси используется мышьяк. После наращивания эпитаксиального слоя методом глубокой диффузии типа p^+ создаются изолированные между собой области, в которых затем размещаются различные элементы интегральной схемы, как это было описано.

3-3. ЦИФРОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА [30]

Биполярные интегральные схемы нашли широкое применение в цифровых логических устройствах. Логические устройства имеют два состояния на выходе, которые используются в решающих и управляющих системах: уровень высокого напряжения (логическая единица) и уровень низкого напряжения (логический нуль). Эти логические состояния в различных применениях можно использовать для представления таких противоположных понятий как «правда—ложь», «покой—движение», «да—нет» и т. д. В типовых логических системах, работающих от источника питания напряжением $E_К = +5$ В, любое напряжение менее 0,4 В интерпретируется как логический нуль, а любое напряжение выше 2,4 В принимается как логическая единица. Указанные уровни могут изменяться в зависимости от типа логического устройства.

По мере расширения областей применения логических устройств повышается потребность в устройствах, имеющих высокие скорости переключения, малую потребляемую мощность и т. д. Каждый из вновь разрабатываемых типов логических устройств имеет некоторые усовершенствования по сравнению с предшествующими. Далее будут рассмотрены достоинства каждого из типов логических устройств по сравнению с простой ключевой схемой, которую можно использовать для описания их характеристик.

Резисторно-транзисторные логические устройства (РТЛ). На рис. 3-3, *а* представлена трехвходовая схема НЕ—ИЛИ типа РТЛ. Схема описывается булевым уравнением

$$f(x) = \overline{A + B + C}, \qquad (3\text{-}1)$$

которое означает, что на выходе нет верхнего логического уровня, если на входе A, или на входе B, или на входе C имеется верхний

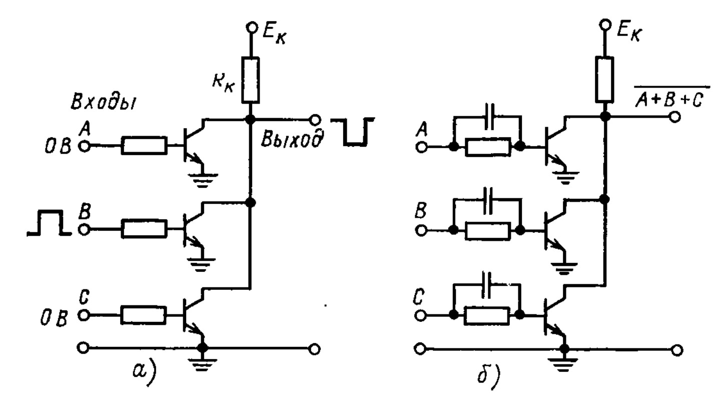


Рис. 3-3. Схема трехвходового элемента НЕ — ИЛИ.

логический уровень. Когда на всех входах A, B и C имеется нижний логический уровень (логический нуль), транзисторы находятся в выключенном состоянии. При этом через общий коллекторный резистор $R_К$ ток не протекает и напряжение на выходе равно напряжению источника питания $E_К$ (логическая единица). Если на любой из входов подать верхний уровень напряжения (логическую единицу), то соответствующий транзистор перейдет в состояние насыщения и в результате падения напряжения на резисторе $R_К$ выходное напряжение снизится до величины, близкой к нулю. Показанная на рис. 3-3, *а* схема РТЛ не обладает очень высоким быстродействием, однако, являясь базовой в серии Fairchild, она представляет пример удачного компромисса между показателями быстродействия и потребляемой мощностью. Помехоустойчивость РТЛ сравнительно невысока, так же как и коэффициент разветвления по выходу.

Помехоустойчивость по постоянному току определяет максимальную величину случайного сигнала на входе, который не приводит к изменению состояния на выходе устройства. Коэффициент разветвления по выходу выражается максимальным числом входов стандартных логических устройств той же серии, которые можно присоединить к выходу схемы. Эти параметры логических интегральных схем далее будут рассмотрены более подробно.

Резисторно-емкостные транзисторные логические устройства (РЕТЛ). Простейшей разновидностью РЕТЛ является резисторно-емкостное транзисторное устройство, показанное на рис. 3-3, *б*, которое представляет 51 серию микросхем фирмы Texas Inst. Для уменьшения потребляемой мощности приходится увеличивать сопротивления резисторов, но в результате снижается скорость пере-

ключения схемы. Чтобы компенсировать указанное снижение скорости переключения, в схему включают ускоряющие конденсаторы.

При разработке схем на рис. 3-3 были использованы принципы проектирования схем на дискретных элементах. В интегральной форме они были просто скопированы с исходных схем на дискретных элементах. В результате получены схемы, значительно меньшие по размерам, но не обладающие никакими преимуществами по сравнению с первоначальными. Такой же принцип проектирования использовался и при разработке диодно-транзисторных логических устройств, которые рассматриваются далее.

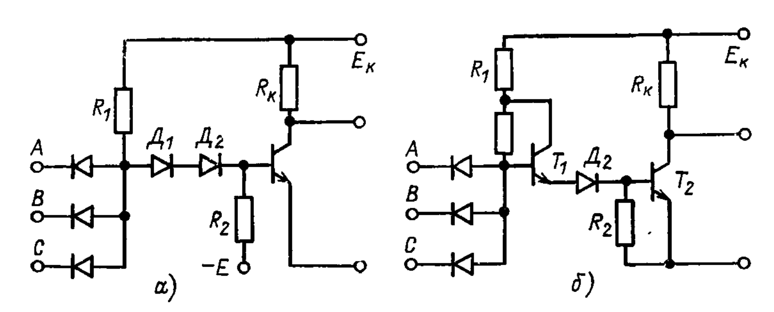


Рис. 3-4. Схема трехвходового элемента НЕ — И.

Диодно-транзисторные логические устройства (ДТЛ). На рис. 3-4, *а* представлена схема устройства НЕ—И. Она описывается булевым уравнением

$$f(x)=\overline{A\cdot B\cdot C}, \qquad (3\text{-}2)$$

которое означает, что на выходе устройства нет верхнего логического уровня, если и на входе A, и на входе B, и на входе C имеется верхний логический уровень.

Из схемы видно, что если на любой из входов подан логический нуль, то соответствующий входной диод находится в открытом состоянии, а напряжение на нижнем выводе резистора R_1 приблизительно равно нулю. Последовательно включенные диоды $Д_1$ и $Д_2$ закрыты. Выходной транзистор также закрыт отрицательным напряжением, подаваемым через резистор R_2, так что на коллекторе транзистора, а следовательно, и на выходе схемы устанавливается напряжение, равное $E_К$ (логическая единица). Если же на все входы подать уровень, соответствующий логической единице, то входные диоды закроются, а напряжение на нижнем отводе резистора R_1 станет больше нуля. Благодаря этому диоды $Д_1$ и $Д_2$ оказываются смещенными в прямом направлении и образуется делитель напряжения R_1 и R_2 между источниками $E_К$ и $-E$. Теперь через резистор R_1 протекает ток в базу транзистора, в результате чего транзистор переводится в режим насыщения. Протекающий через транзистор ток коллектора вызывает падение напряжения на резисторе $R_К$ и, следовательно, выходное напряжение спадает до уровня логического нуля.

Заметим, что когда на любой из входов подано напряжение, соответствующее уровню логического нуля, через этот вход и резистор R_1 начинает протекать ток в выходную цепь предыдущего каскада, т. е. через коллектор транзистора, находящегося в состоянии насыщения. Если предшествующий каскад имеет коэффициент разветвления по выходу, равный, например, восьми, то это означает, что в выходной транзистор поступают токи от восьми таких источников до тех пор, пока напряжение на коллекторе остается ниже некоторого уровня, определяемого верхним пределом логического нуля.

Одним из основных преимуществ диодно-транзисторных логических устройств является то, что несколько выходов от различных схем можно непосредственно соединить вместе. Однако такое непосредственное соединение выходов можно осуществить лишь в том случае, когда одно устройство находится в состоянии логического нуля, а другое — в состоянии логической единицы. В противном случае может произойти короткое замыкание источника питания. Непосредственное соединение выходов можно использовать и в других типах логических устройств, но для схем ДТЛ оно является наиболее характерным.

В общем случае, для того чтобы рассеиваемая мощность не была очень большой, резисторы в интегральной схеме должны иметь большое сопротивление. С другой стороны, для обеспечения высокого быстродействия схемы требуется, чтобы сопротивление резисторов было невелико. Диодно-транзисторные логические устройства характеризуются разумным компромиссом между рассеиваемой мощностью и скоростью переключения, но имеют недостаток, который состоит в том, что для перевода выходного транзистора в выключенное состояние необходимо иметь внешний источник отрицательного напряжения. Указанный недостаток исключен в модифицированной схеме диодно-транзисторного логического устройства, показанного на рис. 3-4, *б*, которое представляет серию 15830 фирмы Texas Inst. Здесь последовательный диод $Д_1$ заменен транзистором T_1, коллектор которого присоединен к резистору R_1 таким образом, чтобы предотвратить переход транзистора в режим насыщения. Транзистор T_1 является внешним источником тока, управляющим выходным транзистором T_2. В результате замены диода транзистором и использования резисторов с малыми сопротивлениями получена более высокая скорость переключения, а среднее время задержки распространения сигнала составляет 25 нс.

Описанная замена диода транзистором приводит к изменению принципов проектирования. Установлено, что в интегральных схемах изготовление транзисторов обходится практически не дороже диодов. Например, в серии логических микросхем 53/73 все диоды были заменены транзисторами, несмотря на то что входные транзисторы в них используются все-таки в качестве диодов. Таким образом, в интегральных схемах активные элементы используются и в тех случаях, когда в аналогичных схемах на дискретных элементах они не применялись в целях экономии. По этой причине интегральные схемы обладают лучшими характеристиками по сравнению с аналогичными схемами на дискретных элементах.

Транзисторно-транзисторные логические устройства (ТТЛ). На рис. 3-5, *а* показана структура многоэмиттерного транзистора, который используется вместо входных диодов, применяемых в схемах ДТЛ. Многоэмиттерный транзистор занимает меньшую площадь на интегральной схеме по сравнению с отдельными диодами,

обеспечивает усиление сигнала на входе схемы и во входном каскаде с ОБ элемента НЕ-И (рис. 3-5, *б*), позволяет получить малое входное сопротивление. Поэтому для управления такой схемой требуются большие токи, но при этом обеспечивается более высокое быстродействие схемы.

В § 1-7 было показано, что транзистор можно представить в виде соединения двух диодов. Следовательно, многоэмиттерный транзистор (рис. 3-5, *б*) можно представить в виде схемы на

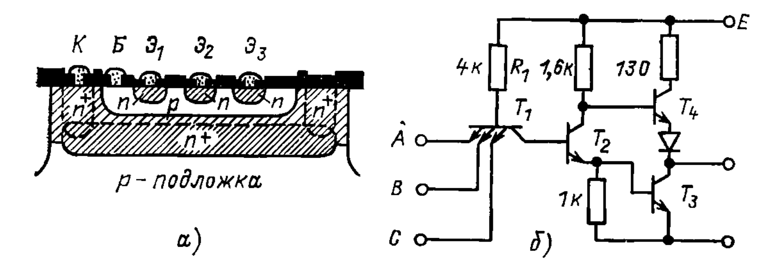


Рис. 3-5. Устройство многоэмиттерного транзистора (*а*), который использован в схеме элемента НЕ — И типа ТТЛ (*б*).

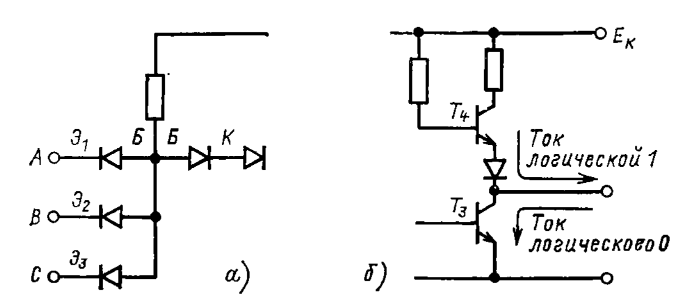


Рис. 3-6. Представление многоэмиттерного транзистора в виде соединения диодов (*а*) и направления токов в выходном каскаде на рис. 3-5, *б* (*б*).

рис. 3-6, *а*, на которой второй из последовательно включенных диодов является переходом база-эмиттер транзистора T_2. Этот транзистор действует как расщепитель фазы. Когда транзистор находится в закрытом состоянии, напряжение на его эмиттере равно нулю, а на коллекторе — напряжению источника $E_К$. При переходе транзистора в открытое состояние напряжение на эмиттере возрастает, а на коллекторе уменьшается. Напряжениями на эмиттере и коллекторе транзистора T_2 обусловлены токи базы транзисторов T_3 и T_4 соответственно, которые образуют двухтактный выходной каскад.

Когда на всех входах *A*, *B* и *C* уровни напряжения соответствуют логической единице, то при этом диоды, образованные переходами эмиттер-база транзистора T_1, оказываются смещенными в обратном направлении. Переход база-коллектор смещен в прямом направлении, и ток, протекающий через резистор R_1 в базу транзистора T_2, переводит последний в открытое состояние. Последующее повышение напряжения на эмиттере переводит транзистор T_3 в состояние насыщения, выходное напряжение спадает до уровня логического нуля, и ток протекает в направлении от нагрузки, через транзистор T_3 к земле, как показано на рис. 3-6, *б*. Если на любой из входов *A*, *B* или *C* подать напряжение, соответствующее логической единице, то соответствующий переход эмиттер-база окажется смещенным в прямом направлении и ток от резистора R_1 будет протекать через входную цепь в источник сигнала, а не в базу транзистора T_2. Теперь этот транзистор закрыт, а транзисторы T_3 и T_4 открыты. Выходное напряжение возрастает до уровня логической единицы. Выходной ток протекает в нагрузку, как показано на рис. 3-6, *б*.

Следует иметь в виду, что выходы нескольких схем ТТЛ нельзя соединять вместе непосредственно. Причиной этого является возможность короткого замыкания на землю. Действительно, если один из элементов находится в состоянии логического нуля, при котором транзистор T_3 открыт, а другой — в состоянии логической единицы, при котором открыт транзистор T_4, то выход по существу оказывается закороченным на землю. В любой схеме постоянные времени, обусловленные наличием паразитных емкостей, ограничивают скорость переключения. Преимуществом двухтактного выходного каскада является его малое выходное сопротивление как в состоянии логического нуля, так и в состоянии логической единицы. Благодаря этому паразитные емкости имеют возможность быстро заряжаться и разряжаться, что обеспечивает время включения устройства от 5 до 10 нс.

Цифровые устройства ТТЛ, рассмотренные на примере серии 54/74 фирмы Texas, изготовляются по лицензиям несколькими фирмами. Устройства ТТЛ типа 54, имеющие диапазон рабочих температур от —55 до +125° С, находят применение в военной и аэрокосмической аппаратуре. Более общего назначения схемы ТТЛ типа 74 имеют диапазон рабочих температур от 0 до +70°С. Кроме того, этот тип устройств ТТЛ делится на группы, имеющие совместимые диапазоны характеристик. Далее приведены сведения о некоторых группах устройств ТТЛ.

Стандартная схема 54/74. Схема такого типа представлена на рис. 3-5, *б*. Она имеет допустимую рассеиваемую мощность 10 мВт при рабочем цикле 50% и среднее время задержки распространения сигнала около 10 нс.

Схема малой мощности 542/742. Это устройство имеет ту же схему, что и стандартное устройство серии 54/74, но все резисторы имеют большее сопротивление. В результате рассеиваемая мощность снижена до 1 мВт, а время переключения возросло до 33 нс.

Быстродействующая схема 54H/74H. Это устройство имеет другой вид по сравнению с предыдущими сериями. Вместо выходного транзистора T_4 использованы два транзистора, соединенные по схеме Дарлингтона, которая позволяет получить больший ток на выходе в состоянии логической единицы. Это существенно уменьшает время заряда при работе на емкостную нагрузку и дает время задержки сигнала, равное 6 нс. Допустимая рассеиваемая мощность в этой схеме равна 22 мВт. Схема с повышенным быстродействием

показана на рис. 3-7. Во входных цепях здесь используются ограничительные диоды, которые предназначены для защиты входного каскада от воздействия случайного отрицательного напряжения большого уровня.

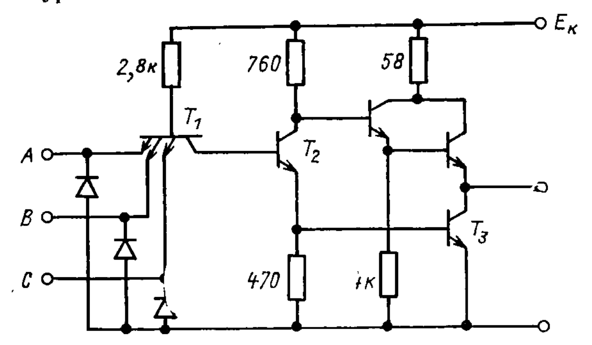


Рис. 3-7. Схема быстродействующего элемента НЕ—И 54H/74H.

Схема с диодами Шоттки 54S/74S. Для получения очень высокого быстродействия необходимо уменьшать время накопления заряда. Для этой цели в некоторых полупроводниковых приборах применяется легирование золотом. В процессе производства

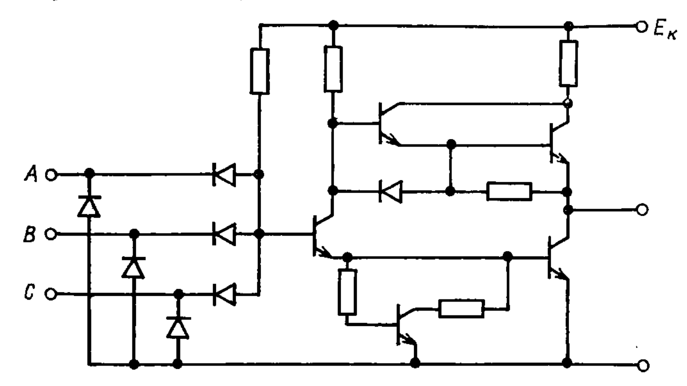


Рис. 3-8. Схема элемента НЕ—И 54S/74S с очень высоким быстродействием на диодах Шоттки.

золото осаждается на обратную сторону кремниевой пластинки и затем диффундирует в нее во время эмиттерной диффузии. Другим методом повышения скорости переключения является использование фиксирующих диодов Шоттки в коллекторно-базовых переходах соответствующих транзисторов. Этот метод повышения быстродействия использован в микросхеме серии 54S/74S (рис. 3-8), которая имеет время задержки распространения сигнала 3 нс и допустимую рассеиваемую мощность около 19 мВт. Диоды в этой схеме предотвращают переход транзисторов в режим глубокого насыщения, исключая тем самым чрезмерное накопление носителей зарядов и снижая время восстановления. Алюминий, который обычно применяется для формирования диодов, одновременно используется для формирования межэлементных соединений в схеме.

Логические устройства с эмиттерными связями (ЭСЛ). До появления схем с диодами Шоттки логические устройства с эмиттерными связями обладали самым высоким быстродействием. Основная схема логического устройства с эмиттерными связями, разработанная фирмой Motorola, показана на рис. 3-9. В схеме транзисторы работают в ненасыщенном режиме, поэтому здесь снята проблема накопления носителей зарядов. Кроме очень высокой скорости переключения схема с эмиттерными связями обладает еще одним положительным качеством, которое состоит в том, что это устройство может реализовать логические функции ИЛИ и НЕ—ИЛИ одновременно.

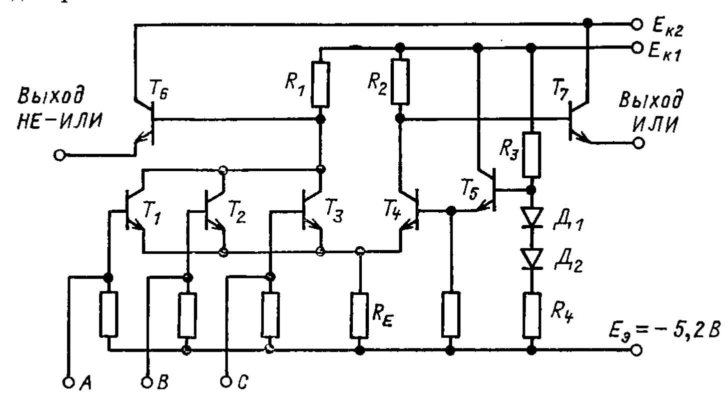


Рис. 3-9. Схема элемента, реализующего логические операции ИЛИ и НЕ—ИЛИ.

Основными элементами схемы ЭСЛ являются дифференциальный усилитель с эмиттерной связью и два выходных эмиттерных повторителя, на которые сигнал подается с коллекторов дифференциального усилителя. Кроме того, в устройстве имеется схема с ОЭ, образованная, с одной стороны, транзистором T_4 и одним из входных транзисторов T_1, T_2 или T_3, с другой. Особенностью такой схемы является то, что если на одном коллекторе имеется высокий уровень напряжения, то на другом коллекторе уровень напряжения будет низкий. При напряжении источника $E_э = -5{,}2$ В с помощью цепочки, образованной R_3, T_5, $Д_1$, $Д_2$ и R_4, на базу транзистора T_4 подается постоянное напряжение смещения $U_Б = -1{,}3$ В. Если входное напряжение превысит уровень $U_Б$, то соответствующий входной транзистор открывается и за счет падения напряжения на резисторе R_1 снижается напряжение на выходе схемы НЕ—ИЛИ. Если теперь на все входы подать напряжение, соответствующее уровню логического нуля (меньше уровня $U_Б = -1{,}3$ В), то входные транзисторы закроются и напряжение

на общем эмиттере уменьшится. Вследствие этого открывается транзистор T_4, что вызывает падение напряжения на резисторе R_2 и соответствующее уменьшение напряжения на выходе элемента ИЛИ.

В рассмотренной схеме с эмиттерными связями при переключении из состояния логического нуля в состояние логической единицы выходное напряжение изменяется от —1,7 до —0,9 В, т. е. полный перепад выходного напряжения составляет 0,8 В.

3-4. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ

В интегральных схемах используются более низкие уровни напряжения по сравнению со схемами на дискретных элементах. Этот факт объясняет, почему при использовании и разработке различных интегральных схем приходится часто сталкиваться с проблемой их помехоустойчивости. Сравнительно просто ответить на вопрос, каково максимальное напряжение помехи на входе,

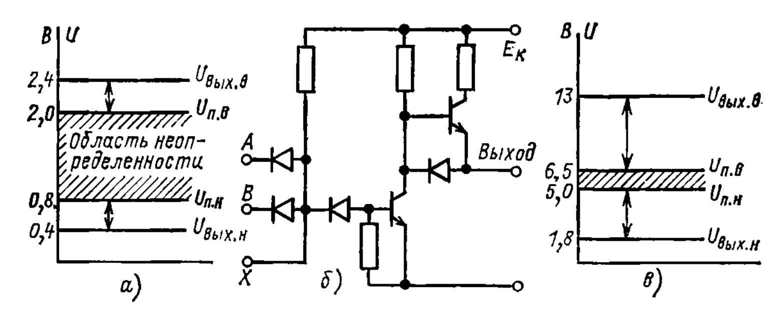


Рис. 3-10. Элемент НЕ—И типа 74HiNL (*б*) и сравнение его помехоустойчивости в обычном варианте (*а*) и в варианте с повышенной помехоустойчивостью (*в*).

при котором еще не происходит ложного срабатывания устройства. Эта характеристика обычно приводится в паспортных данных. Например, на рис. 3-10, *а*, который является типичным для ТТЛ устройств, показано, что устройство будет реагировать на любое входное напряжение, меньшее $U_{пн} = 0{,}8$ В (нижний пороговый уровень), как на логический нуль. Аналогичным образом любое напряжение выше $U_{пв} = 2$ В (верхний пороговый уровень) будет восприниматься как логическая единица. Если в паспортных данных схемы гарантируется, что при определенной нагрузке выходной сигнал, соответствующий логическому нулю, не будет превышать $U_{вых.н} = 0{,}4$ В, а выходной сигнал, соответствующий логической единице, будет не менее $U_{вых.в} = 2{,}4$ В, то это означает, что помехоустойчивость схемы равна 400 мВ. Таким образом, пиковое напряжение помехи меньше 400 мВ при наложении на выходной сигнал предыдущего каскада недостаточно для того, чтобы суммарный сигнал превысил соответствующий пороговый уровень и вызвал ложное срабатывание схемы.

Напряжение помехи чаще всего возникает из-за связи выходной и входной цепей через паразитную емкость. При этом действие напряжения помехи, приложенного к входной цепи, значительно зависит от входного сопротивления схемы. Таким образом, помехоустойчивость при малом входном сопротивлении оказывается более высокой, чем при большом входном сопротивлении. С этой точки зрения нельзя делать обобщающие выводы о сравнительной помехоустойчивости логических схем разных классов. Для каждого класса помехоустойчивость должна определяться отдельно.

Для уменьшения действия помех в интегральных схемах иногда рекомендуют использовать заземленную пластинку, расположенную в непосредственной близости к плоскости, в которой размещена соединительная металлизация схемы. Кроме того, должное внимание необходимо уделять вопросам заземления и развязки, которые будут рассмотрены в последней главе данной книги.

Логические устройства с высокой помехоустойчивостью. Из рис. 3-10, *а* видно, что основной проблемой помехоустойчивости является небольшая разница между уровнем выходного напряжения и пороговым уровнем напряжения на входе. Рассмотренные до сих пор логические устройства разрабатывались исходя из условия оптимального сочетания быстродействия и рассеиваемой мощности. В случаях, когда эти устройства предназначались для работы в условиях помех, требовалось использовать источники питания с хорошей стабилизацией и предусматривать меры по экранированию. Однако в большинстве случаев практического использования логических устройств (исключая область вычислительной техники) от них не требуется слишком высокого быстродействия, и если не нужна высокая степень стабилизации напряжения, то стоимость источников питания оказывается небольшой. В соответствии с этим были разработаны логические устройства, которые, работая при более высоких уровнях напряжения, обладают повышенной помехоустойчивостью, но это достигается за счет соответствующего снижения быстродействия и увеличения рассеиваемой мощности. Схемы и обозначения подобных устройств, выпускаемых различными фирмами, имеют некоторые отличия. Например, фирмы Texas и Teledyne выпускают логические устройства высокой помехоустойчивости (соответствующие обозначения HNIL и HiNIL), фирма SGS — устройства с повышенными логическими уровнями (HLL), фирма Motorola — логические устройства с высокими пороговыми уровнями (HTL).

На рис. 3-10, *б* показана типовая схема логического устройства НЕ—И повышенной помехоустойчивости (HiNL), разработанная фирмой Teledyne. Эта схема напоминает схему ДТЛ, показанную на рис. 3-4, *б*. Назначением стабилитрона в этой схеме является повышение порогового уровня на входе до 5,8 В. При работе схемы от источника питания напряжением $E_к = 15 \pm 1$ В ее помехоустойчивость повышается до уровней, показанных на рис. 3-10, *в*. Интересной особенностью этой схемы является входная цепь, обозначенная на рисунке символом *X* (рис. 3-10, *б*). К этому входу можно присоединить несколько внешних диодов и таким образом увеличить коэффициент объединения по входу.

3-5. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВЫХ БИПОЛЯРНЫХ СХЕМ

Характеристики различных типов биполярных интегральных схем, а также интегральных схем с МОП-транзисторами приведены в табл. 3-1. Описанные устройства, кроме использования в каче-

стве самостоятельных схем в логических устройствах, применяются также в качестве основных элементов, из которых формируются более сложные интегральные схемы. Такими схемами являются декадные счетчики, мультивибраторы, сдвиговые регистры и т. п., которые рассматриваются далее.

Таблица 3-1

Тип схемы	ДТЛ	ТТЛ 74	ТТЛ 74L	ТТЛ 74H	ТТЛ 74S	HNIL	ЭСЛ	МОП*
Мощность рассеяния, мВт	5	10	1	22	19	60	25	10 нВт
Задержка распространения сигнала, нс	25	10	33	6	3	110	2	25
Помехоустойчивость, В	0,5	0,4	0,4	0,4	0,4	6,5	0,27	45% от E_c
Коэффициент разветвления на выходе	8	10	10	10	10	10	25	50
Диапазон выходных напряжений, В	2,1	3,3	3,3	3,3	3,3	14	0,8	до 15

* С дополняющими транзисторами.

Типы схем, изготовляемых методом биполярной технологии, ограничены по своей сложности. Причиной этого является снижение процента выхода годных схем в процессе производства при увеличении их сложности. Указанная проблема успешно преодолевается, разрабатываются новые типы интегральных схем, которые имеют хорошую перспективу увеличения процента выхода годных схем. Наиболее многообещающим типом являются устройства с изолирующей коллекторной диффузией, которые обеспечивают высокое быстродействие системы, имеющей в своем составе более 7000 элементов, изготовленных на монолитной пластинке площадью 0,4 см².

3-6. ЛИНЕЙНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ [31]

Существует немало цифровых схем, где транзисторы работают в режиме насыщения. Поэтому стало рациональным изготовление их крупными партиями, несмотря на ограниченные номиналы конденсаторов и резисторов, которые могут быть сформированы в монолитных интегральных схемах. Из-за ограниченных номиналов конденсаторов и резисторов, а также из-за невысокой точности их изготовления и плохих температурных коэффициентов линейные биполярные интегральные схемы начали разрабатываться значительно позднее цифровых.

Появление линейных интегральных схем было связано с разработкой новых принципов проектирования и построения схем, в которых пассивные элементы заменялись активными. Стали выпускаться линейные интегральные схемы, более сложные по сравнению с их аналогами на дискретных элементах и имеющие хорошие характеристики. Одной из первых линейных интегральных схем был операционный усилитель типа μA709, разработанный Видлером. В состав этого усилителя входило 14 транзисторов и 15 резисторов. Этот усилитель имел характеристики по крайней мере не хуже характеристик аналогичного устройства на дискретных элементах, но значительно более низкую стоимость. Однако для устойчивой работы к усилителю надо было присоединить дополнительные внешние элементы. Это послужило причиной замены его интегральным усилителем μA741 с внутренней коррекцией частотной характеристики, который получил более широкое применение. Усилитель μA741 имеет невысокую стоимость, максимальную скорость изменения выходного напряжения 0,5 В/мкс и входное сопротивление, равное 1 МОм. При разработке операционных усилителей обычно стремятся улучшить такие его характеристики, как полосу пропускания, максимальную скорость изменения выходного напряжения, входное сопротивление, входную мощность и т. д. В качестве примера можно указать на высоковольтный усилитель (±40 В) серии μA715, который способен отдавать в нагрузку ток, равный 1 А, и имеет максимальную скорость изменения выходного напряжения 18 В/мкс, и входной усилитель серии 8007 на полевых транзисторах, который имеет входное сопротивление около 10^6 МОм.

Другим классом линейных схем, которые находят широкое применение, являются стабилизаторы напряжения, предназначенные для стабилизации источников питания в системах, построенных на интегральных схемах. Типовым представителем схем этого класса является серия LM109, которая обеспечивает выходной ток до 1,5 А при выходном сопротивлении, равном $30 \cdot 10^{-3}$ Ом.

Кроме указанных, в настоящее время выпускают и другие виды схем в интегральной форме. К их числу относятся усилители высокой и промежуточной частоты, аналоговые умножители, устройства фазовой автоподстройки. Некоторые из них рассматриваются в соответствующих главах данной книги.

3-7. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ МОП-ТИПА

В процессе производства транзисторов МОП-типа число технологических этапов достигает 35, в то время как для изготовления биполярных транзисторов число этапов превышает 140. Уменьшение количества технологических этапов в производстве МОП транзисторов сопровождается более высоким процентом выхода годных приборов и, следовательно, более низкой их стоимостью. Если обратиться к рис. 2-41, то можно увидеть, что для изготовления интегральной схемы, содержащей МОП-транзисторы, не требуется выполнять этап изолирующей диффузии и вообще необходим лишь один единственный диффузионный процесс. Дело в том что переходы, формируемые методом p-диффузии областей истока и стока в подложку типа n, при работе транзистора оказываются смещенными в обратном направлении. С учетом того факта, что один транзистор может быть непосредственно соединен с другим при изготовлении какой-либо схемы, размеры схемы с МОП-транзисторами оказываются значительно меньшими по сравнению с аналогичной интегральной схемой на биполярных транзисторах. Или, иначе говоря, на пластинке кремния данной площади можно

разместить значительно большее число МОП-транзисторов, чем биполярных.

Так же как и в биполярной интегральной схеме легче изготовить транзистор типа *n-p-n*, чем *p-n-p*, в МОП интегральных схемах технология изготовления транзисторов с каналом *p* в подложке типа *n* оказывается более простой. Напомним, что если к затвору МОП-транзистора приложен отрицательный потенциал, то в области кремния непосредственно под затвором индуцируются положительные заряды и таким образом формируется проводящий канал. Минимальное напряжение, которое вызывает появление проводящего канала, называемое пороговым напряжением $U_п$, в выпускавшихся ранее транзисторах было равно 4—5 В. Для нормальной работы транзистора напряжение источника питания должно быть приблизительно в 5 раз больше порогового напряжения $U_п$. Такие высокие рабочие напряжения МОП-транзисторов делают их несовместимыми с биполярными схемами. Если же МОП интегральные

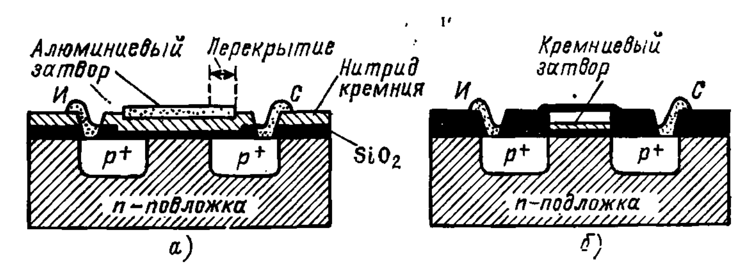


Рис. 3-11. Устройство транзисторов типа МНОП (*а*) и с кремниевым затвором (*б*).

схемы используются в одной системе с биполярными, например типа ТТЛ, то необходимо применять специальные разделительные устройства. По этой причине были выполнены разработки, направленные на снижение порогового напряжения.

Структуры металл-нитрид-окисел-полупроводник (МНОП). Пороговое напряжение МОП-транзистора пропорционально толщине слоя диэлектрика, расположенного между металлом затвора и кремнием, и обратно пропорционально диэлектрической постоянной изолирующего материала. Нитрид кремния имеет диэлектрическую постоянную в 2 раза больше, чем двуокись кремния. Однако в процессе изготовления пленки нитрида на кремнии возникают определенные технологические трудности. Эти трудности преодолеваются в транзисторе, имеющем структуру металл-нитрид-окисел-полупроводник, которая показана на рис. 3-11, *а*. В транзисторе такой структуры диэлектрик затвора состоит из тонкого слоя двуокиси кремния на поверхности кремниевой подложки и сравнительно толстого слоя нитрида кремния на слое двуокиси. Такой транзистор имеет пороговое напряжение около 2 В, а поверхность раздела между двумя диэлектрическими слоями способна удерживать заряд в течение длительного периода времени. Эта особенность транзисторов МНОП-структуры позволяет использовать их в сдвиговых регистрах и системах долговременной памяти. Типовая серия таких устройств, выпускаемая фирмой General Inst. и обозначаемая сокращенно GIANT (General Inst. advanced nitride technology), совместима с устройствами типа ТТЛ.

МОП-транзисторы с кремниевым затвором. С целью компенсации неточности установки маски в процессе производства металлический затвор МОП-транзистора изготовляется по своей площади несколько больше, чем это необходимо, исходя из теоретических предпосылок. В результате затвор имеет некоторое перекрытие с областями истока и стока. Благодаря этому перекрытию образуется межэлектродная емкость, которая ограничивает скорость переключения транзистора до 1 МГц. В транзисторе с кремниевым затвором, структура которого показана на рис. 3-11, *б*, затвор изготовляется из поликристаллического кремния типа *p*. Пороговое напряжение подобного транзистора такое же, как и у транзисторов МНОП-типа, вследствие чего эти приборы могут работать совместно в одной схеме.

В процессе производства поликристаллический затвор изготовляется первым, и затем он используется в качестве маски при формировании областей истока и стока методом диффузии типа *p*.

Таким образом, метод является самоустанавливающимся. Небольшое перекрытие затвора с областями истока и стока, которое обусловлено только процессом диффузии в боковых направлениях, приводит к уменьшению межэлектродной емкости и, следовательно, к повышению скорости переключения примерно до 15 МГц.

Транзистор с кремниевым затвором по своим размерам может быть значительно меньше аналогичного транзистора с металлическим затвором. Еще некоторые положительные качества этого транзистора связаны с технологией его производства. Как только кремниевый затвор изготовлен, он покрывается слоем двуокиси кремния, которая может противостоять последующим высокотемпературным процессам диффузии и оксидирования. Это обстоятельство может быть использовано для создания гибридных интегральных схем, т. е. изготовления на одной кремниевой пластинке схем с биполярными и МОП-транзисторами.

Некоторые другие методы. Непрерывно появляются все новые методы решения проблемы изготовления более сложных схем, занимающих меньший объем и работающих на более высоких частотах. К числу таких методов относятся использование толстого слоя окисла (SATO) и использование устойчивых к высокой температуре окислов металлов (RMO); оба метода являются самоустанавливающимися. Еще одним методом, направленным на уменьшение паразитной емкости, является изготовление структуры «кремний на сапфире» (SOS). При таком методе все полупроводниковые элементы схемы формируются в кремнии, нанесенном на сапфировую подложку. Важным технологическим процессом, который применяется для уменьшения степени перекрытия металлического затвора с истоком и стоком, является ионная имплантация (легирование). При использовании метода ионного легирования металлический затвор первоначально изготовляется несколько короче, чем длина канала между истоком и стоком. Затем кремниевая пластинка подвергается бомбардировке ионами бора, имеющими высокую энергию. В процессе бомбардировки ионы проникают через тонкий слой окисла и внедряются в кремний, расширяя области *p*-истока и стока до краев металлического затвора. Металлический затвор и слой диэлектрика поглощают ионы и препятствуют их проникновению в область кремния, расположенную под затвором. Применение метода ион-

ного легирования на практике позволяет полностью устранить перекрытие затвора с областями истока и стока, и поэтому изготовленные таким путем транзисторы могут работать на частотах до 20 МГц.

Из множества существующих методов изготовления МОП-транзисторов два метода приняты в качестве стандартных. Стандартные методы позволяют изготавливать МОП-транзисторы с металлическим алюминиевым и с кремниевым затворами. Каждый из этих методов позволяет в настоящее время изготавливать транзисторы только с каналом одного типа: либо p, либо n. С другой стороны, имеются методы изготовления МОП-транзисторов с каналами типов n и p с целью создания схем с дополняющими транзисторами на монолитной пластинке.

3-8. СХЕМЫ С ДОПОЛНЯЮЩИМИ МОП-ТРАНЗИСТОРАМИ

В биполярных интегральных схемах сопротивление резисторов, формируемых на этапе базовой диффузии, ограничено пределом 30 кОм. В МОП интегральных схемах имеется возможность в качестве активного сопротивления нагрузки использовать транзисторы. Так как сопротивление открытого транзистора является величиной, обратной крутизне, большое сопротивление можно получить, используя транзистор с малой крутизной. В схеме инвертора на МОП-транзисторах с p каналом (рис. 3-12, a) транзистор T_2

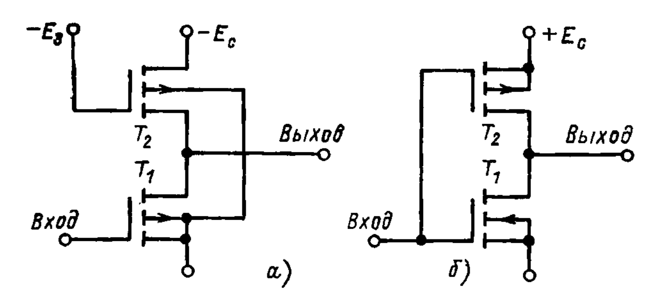


Рис. 3-12. Сравнение схем инверторов на МОП-транзисторах с p-каналом (a) и на дополняющих МОП-транзисторах ($б$).

служит сопротивлением нагрузки. Затвор для этой цели иногда соединяется со стоком. Предположим, что сопротивление транзистора T_2 равно 100 кОм, а сопротивление открытого транзистора T_1 составляет 10 кОм. Если при напряжении источника питания $E_c = -20$ В пороговое напряжение $U_п = -3$ В, то отрицательное напряжение на входе, большее порогового, переведет транзистор T_2 в открытое состояние. Вместе с транзистором T_2 образуется делитель напряжения и в результате выходное напряжение изменится от -20 до $-1{,}8$ В.

Сравним рассмотренную схему со схемой инвертора на рис. 3-12, $б$, которая является основным элементом устройств с дополняющими МОП-транзисторами. Если входное напряжение в этой схеме равно нулю, то транзистор T_1 с каналом типа n находится в закрытом состоянии, а транзистор T_2 с каналом типа p — в открытом. Выход схемы фактически оказывается закороченным с положительной шиной источника питания E_c. Ток от источника питания через инвертор на землю не протекает. На выходе напряжение соответствует уровню логической единицы, а ток, потребляемый от транзистора T_2, является минимальным. Если на вход приложить напряжение, соответствующее уровню логической единицы, транзистор T_1 откроется, а T_2 — закроется. Теперь выход схемы оказывается закороченным на землю и снова ток через инвертор не протекает.

Таким образом, схема с дополняющими МОП-транзисторами рассеивает малую мощность, а разница между верхним и нижним логическими уровнями почти равна напряжению источника питания E_c. Благодаря последнему обстоятельству помехоустойчивость таких схем сравнима с аналогичным показателем биполярных логических схем с повышенной помехоустойчивостью.

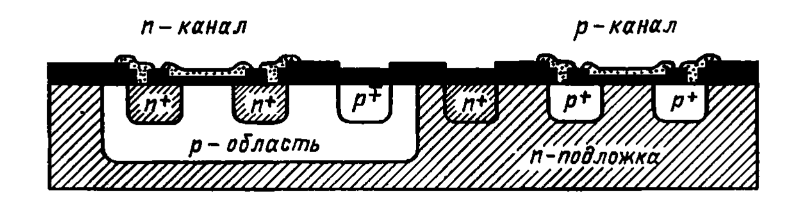


Рис. 3-13. Устройство интегральной схемы с дополняющими МОП-транзисторами.

Структура и характеристики. При изготовлении схем с дополняющими транзисторами применяются МОП-транзисторы с металлическим или кремниевым затвором. Структура схемы с первым из упомянутых типов транзисторов показана на рис. 3-13. Устройство изготовляется в кремниевой подложке типа n, в которой методом диффузии предварительно сформирована область p. Эта область p используется для изготовления в ней транзистора с каналом n, а транзистор с каналом типа p формируется непосредственно в подложке, как было описано ранее. Для повышения устойчивости работы схем с дополняющими МОП-транзисторами они изготовляются таким образом, чтобы на истоке n-канального транзистора всегда поддерживался потенциал земли. Схемы с дополняющими МОП-транзисторами обладают следующими положительными качествами: для них требуется только один источник питания с напряжением от 3 до 15 В, они имеют минимальную рассеиваемую мощность, обладают высокой помехоустойчивостью и имеют большой коэффициент разветвления по выходу. Кроме того, эти схемы совместимы с логическими устройствами типов ДТЛ и ТТЛ и не уступают им в быстродействии на частотах до 25 МГц. Сравнение основных характеристик схем с дополняющими транзисторами и логических устройств других типов представлено в табл. 3-1.

3-9. УСТРОЙСТВА С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ [32]

В § 2-10 было показано, что в МОП-транзисторе образуется конденсатор, обкладками которого служат металлический затвор и кремниевая подложка, а слой двуокиси кремния является диэлектриком. Самые первые образцы устройств с зарядовой связью представляли собой ряд таких конденсаторов, расположенных на близком расстоянии один от другого, так что заряд мог передаваться с предыдущего конденсатора на последующий. В этом смысле структура устройства с зарядовой связью подобна сдвиговому регистру (см. рис. 9-25, *б*), в котором под действием тактовых импульсов двоичная единица сдвигается вдоль последовательно соединенных элементов с двумя устойчивыми состояниями. Устройства с зарядовой связью имеют важное преимущество перед сдвиговыми регистрами. Оно состоит в том, что передаваемая информация может иметь как цифровую, так и аналоговую форму.

В сдвиговый регистр с зарядовой связью информационные сигналы вводятся путем приложения электрвческих потенциалов. Дополнительное преимущество устройств с зарядовой связью заключается в том, что заряды могут генерироваться под действием светового излучения, причем количество зарядов прямо пропорционально интенсивности света. Так как заряды, вырабатываемые в устройстве с зарядовой связью под действием света, могут передаваться на выход, такое устройство способно работать в качестве датчика сигналов изображения. Упомянутые два способа ввода сигналов в устройство иллюстрируются рис. 3-14.

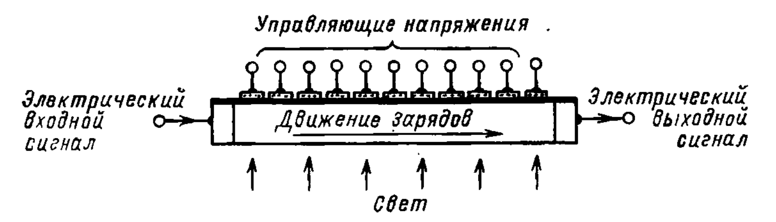


Рис. 3-14. Два способа ввода сигналов в устройство с зарядовой связью.

Принцип действия. На рис. 2-42 было показано, что приложение отрицательного напряжения к затвору индуцирует положительный заряд в лежащей под затвором области кремниевой подложки, формируя таким образом обедненный слой. Если продолжать увеличивать отрицательное напряжение, то обедненный слой еще глубже проникнет в подложку (рис. 3-15, *а*). Когда приложенное напряжение достигает порогового значения $U_п$, поверхность между кремнием и окислом становится настолько отрицательной, что к ней начинают притягиваться дырки, образуя тонкий инверсионный слой, как показано на рис. 3-15, *б*. Таким образом, здесь существует как бы потенциальный колодец, который может быть заполнен информацией в виде различного количества положительных зарядов.

Допустим, что такой заряд имеется в одном из элементов. Если на затворе (или управляющем электроде) соседнего элемента действует более отрицательное управляющее напряжение, то заряды будут двигаться от первого элемента ко второму вдоль поверхности подложки. А если каждый третий управляющий электрод присоединить так, как показано на рис. 3-16, последовательное приложение соответствующих напряжений приведет к тому, что заряд, введенный на входе слева, будет передаваться шаг за шагом до тех пор, пока он не появится на выходе справа. Этапы одного такого сдвига заряда иллюстрируются последовательно на рис. 3-16, *а—в*.

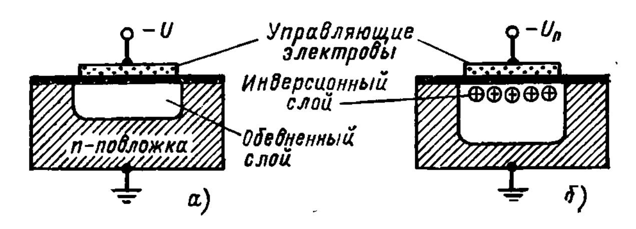


Рис. 3-15. Структура одного элемента устройства с зарядовой связью (*а*) и образование инверсионного слоя (*б*).

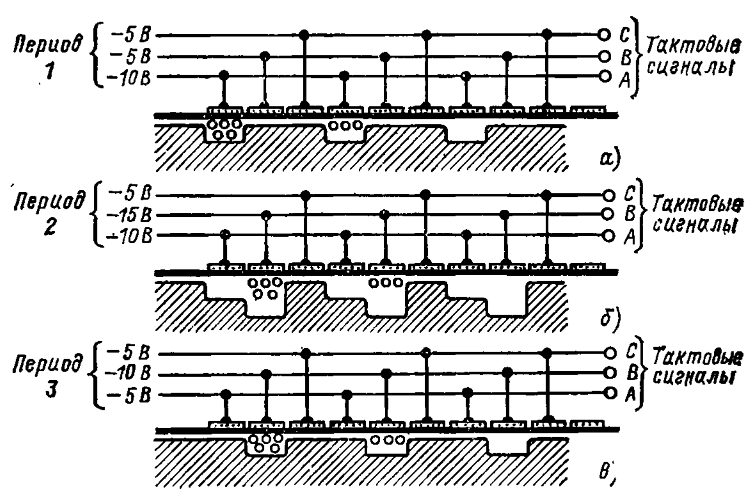


Рис. 3-16. Подача трехфазного тактового сигнала на устройство с зарядовой связью.

Управляющие сигналы, соответствующие этим трем состояниям, показаны в тактах *1—3* на рис. 3-17. Подача этих трех сигналов на соответствующие шины *A*, *B* и *C* приведет к последовательному действию сдвигового регистра.

Структура сдвигового регистра [33]. На рис. 3-18 показано устройство сдвигового регистра с зарядовой связью. Неосновные носители (дырки) от входного диода $Д_1$, смещенного в прямом на-

правлении, проходят через проводящий канал, индуцированный входным затвором, и таким образом достигают первого элемента устройства с зарядовой связью. На выходе сигнал снимается с диода $Д_2$, который находится под действием обратного смещения и открыт для дырок, поступающих с последнего элемента. Назначением диода $Д_3$, который находится под действием более отрицатель-

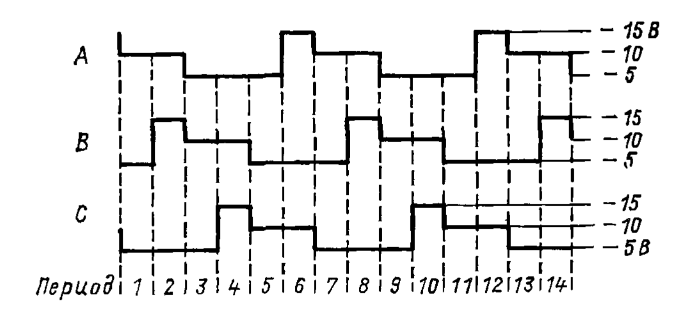


Рис. 3-17. Форма тактовых сигналов, подаваемых иа сдвиговый регистр с зарядовой связью (рис. 3-16).

ного напряжения, является установка первоначальиого потенциала на $Д_2$ после прохождения очередного заряда. Это выполняется путем кратковременного соединения диодов $Д_3$ и $Д_2$ через индуцированный канал под электродом установки.

Время передачи сигнала. Устройство с зарядовой сиязью фактически представляет собой динамическое запомииающее устрой-

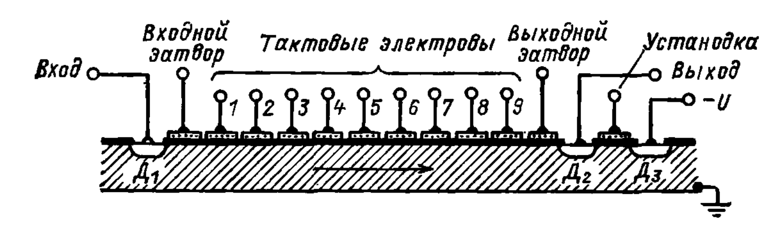


Рис. 3-18. Устройство сдвигового регистра с зарядовой связью.

ство, в котором информация с течеиием времеии исчезает. Это явление обусловлено образованием электронно-дырочных пар (темнового тока) под действием тепловой эиергии, которое присуще всем полупроводниковым приборам. Из-за этого эффекта происходит медленное заполнение обедненного слоя неосновными носителями, в результате чего записанная информация постепенно маскируется. Таким образом, время прохождеиия группы зарядов через все устройство от его входа до выхода должио быть столь малым,

чтобы в течеиие этого времеии образовавшиеся избыточные тепловые заряды были пренебрежимо малы. Инымн словами, явление образования избыточных тепловых зарядов определяет максимальио допустимое время распространения сигнала в устройстве с зарядовой связью. Типовое максимально допустимое время распространения сигнала составляет несколько миллисекунд. Поэтому при обычно применяемых тактовых частотах около 1 МГц это ограничение ие оказывает существеиного влияиия иа длину сдвигового регистра.

Применение в оптических устройствах. В § 1-5 было показаио, что при действии светового излучеиия из кремнии образуются неосновные носители. В устройстве с зарядовой связью некоторые из этих носителей стекают в потенциальные колодцы. Таким образом, в устройстве происходит образование зарядов, количество которых пропорциоиальио интенсивиости светового излучеиия. Если действие света продолжается какое-то определенное время (как правило, около 1 мс) и затем устройство действует в режиме обычного сдвигового регистра, то заряды передаются иа выход и вырабатываются электрические сигиалы, пропорциоиальные измеиеиию светового излучения вдоль последовательно расположенных элемеитов устройства с зарядовой связью. Матрица таких элементов, состоящая из многих линий одиа над другой, может вырабатывать электрические сигиалы, которые описывают двумериое изображение, или, иначе говоря, такая матрица может выполнять функцию передающей телевизиониой камеры. Все, что требуется для построения сигнала изображеиия с помощью такой матрицы, — это чтобы линия содержала достаточное число элемеитов в соответствии с необходимой оптической разрешающей способностью и чтобы сканирование по каждой линии осуществлялось с помощью сигнала задаииой формы с определенной скоростью. В строчной передающей системе (рис. 3-19) адресная схема последовательио выбирает каждую линию устройства с зарядовой связью и сигиалы подаются на выход через сдвиговый регистр и усилитель с большим входным сопротивлением. Подробное описаиие такой передающей системы и ее сравнение с чересстрочной и кадровой системами приведены в [34].

Разработки. Приведеииое описание передающей системы относится к самым первым разработкам устройств с зарядовой связью. Как и в случае любых виовь появляющихся полупроводниковых приборов, на базе основиых принципов продолжались непрерывные разработки иовых вариаитов подобиых устройств, и разработчики имели здесь широкое поле деятельности. Так были изготовлены устройства с каналами типов n и p, для работы которых требуются двух-, трех- и четырехфазиые тактовые сигналы. Трехфазное устройство может осуществлять сдвиг только в одном иаправлении, а двухфазиое устройство осуществляет сдвиг в обоих иаправлеииях.

Кроме устройств с зарядовой связью и с поверхностным каиалом имеется другая разновидность таких устройств с заглубленным каиалом. В них легирование кремииевой подложки выполнеио таким образом, что накопленные и передаваемые заряды располагаются в объеме кремниевой подложки под ее поверхностью. Кроме некоторого упрощения технологии производства, главное преимущество устройств с заглублеииым каналом заключается в более высокой эффективности передачи заряда при любом количе-

стве зарядов в «пакете», хотя в устройствах с заглубленным каналом плотность зарядов в режиме насыщения не может быть такой же высокой, как и в устройствах с поверхностным каналом. Это обстоятельство несколько ограничивает динамический диапазон их работы, но указанное ограничение вполне компенсируется сравнительно малым уровнем шумов.

Применение [35]. Область возможного применения устройств с зарядовой связью очень широка, и каждый частный случай их практического использования имеет свои особенности. Например, стандартная телевизионная матрица из устройств с зарядовой связью, которая может заменить видикон в передающей телевизионной камере должна иметь достаточно большую площадь. Для систем передачи изображений при малых уровнях освещенности

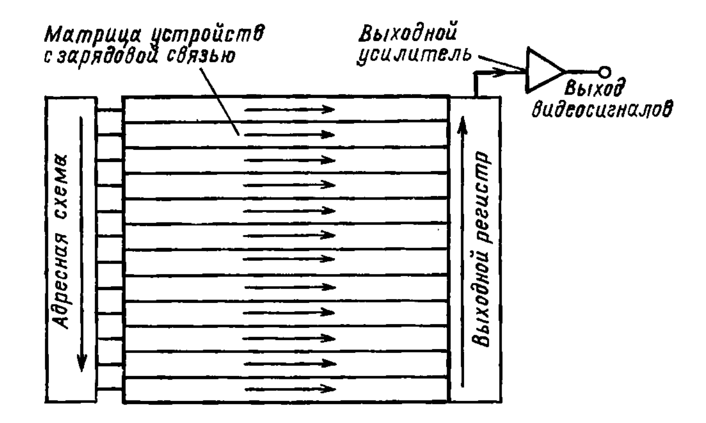


Рис. 3-19. Строчная система передачи изображения, использующая матрицу устройств с зарядовой связью.

устройства с зарядовой связью должны обладать большим соотношением сигнал/шум, а для инфракрасных обнаружителей они должны иметь минимальный темновой ток.

Несколько в стороне от оптической области применения находятся устройства с зарядовой связью в качестве динамических запоминающих устройств, аналоговых элементов задержки, умножителей, устройств фильтрации поперечных волн и рекурсивных фильтров. В указанных областях применения устройств с зарядовой связью основное внимание, по-видимому, должно быть направлено на обеспечение широкого динамического диапазона, высокой эффективности передачи зарядов и большой плотности упаковки. В настоящее время проводится много исследований, направленных на разработку устройств с зарядовой связью для различных областей применения, которые могли бы реализовать их большие потенциальные возможности.

Глава четвертая

УСИЛИТЕЛИ

Назначением усилителя является усиление очень малых сигналов, подаваемых на его вход, с тем, чтобы затем усиленный сигнал можно было использовать для выполнения заданной функции. Например, входные сигналы звукового усилителя снимаются с микрофона, головки проигрывателя или магнитофона и после усиления подаются на громкоговоритель. Звуковой усилитель должен обеспечивать усиление в диапазоне частот примерно от 30 Гц до 20 кГц при минимальном искажении сигнала. Для сравнения можно указать, что усилители в следящих системах и аналоговых вычислительных устройствах должны усиливать сигналы, частота которых находится в диапазоне вплоть до 0 Гц. В специальной медицинской электронной аппаратуре сигналы от мозга, сердца и нервов усиливаются и используются для их отображения или регистрации; в этом случае амплитуда сигналов на входе усилителя очень мала, поэтому усилитель наряду с большим усилением должен иметь малый уровень шумов.

В общем случае разработку начинают с выходного каскада. Затем, зная уровень сигналов которые необходимо подавать на вход выходного каскада, приступают к расчету предыдущего каскада и, таким образом, двигаясь от выхода к входу, продолжают расчет всех каскадов усилителя. Именно в таком порядке излагается материал в настоящей главе.

4-1. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Усилители мощности предназначены для получения на их выходе максимальной мощности при заранее заданном уровне искажений сигнала. Особенно хорошо подходят для использования в усилителях мощности транзисторы. Они обеспечивают линейное усиление практически во всей области их коллекторных характеристик, а их эффективность такова, что позволяет почти вплотную приблизиться к максимальному теоретическому коэффициенту полезного действия, равному 50% для усиления в классе А и 78,5% в классе В. Наиболее широкое распространение в качестве усилителя мощности получила схема с ОЭ, так как она позволяет получить значительно большее усиление мощности по сравнению со схемой с ОК. Правда, уровень искажений сигнала, присущий этой схеме, является более высоким. Однако этот недостаток в значительной степени устраняется путем использования отрицательной обратной связи.

Усилитель мощности класса А. Основные этапы проектирования усилителя класса А следующие: выбор рабочей точки таким образом, чтобы работа усилителя была ограничена линейным участком характеристики транзистора; расчет схемы смещения, обеспечивающей работу усилителя в этой точке; правильное определение сопротивления нагрузки.

В усилителях мощности весьма реальной опасностью является тепловой уход, если в цепи смещения не предусмотрены меры, предотвращающие сдвиг рабочей точки по постоянному току. Для этой цели широко используется схема, показанная на рис. 4-1. Она гарантирует достаточно хорошую стабильность рабочей точки.

С помощью резистора в цепи эмиттера $R_Э$ на вход транзистора подается напряжение отрицательной обратной связи, которое вместе с напряжением на базовых резисторах R_1 и R_2 определяет напряжения на входе $U_{БЭ}$. Возрастание тока эмиттера приводит к увеличению падения напряжения на резисторе $R_Э$ и, следовательно, к уменьшению напряжения между базой и эмиттером. Базовый ток при этом уменьшается и в результате в значительной степени происходит компенсация первоначального изменения тока эмиттера. Если коэффициент стабилизации определить в виде

$$K = \delta I_{КЭО}/\delta I_К$$

(как это было сделано в § 1-15), то минимальная стабильность положения рабочей точки будет при $K = 1$, а более высокая стабильность — при $K > 1$. В схеме на рис. 4-1 при сопротивлении резистора $R_Э$, большем чем $R_Б$, коэффициент стабилизации равен:

$$K = 1 + \beta R_Э/(R_Э + R_Б), \qquad (1\text{-}26)$$

где

$$R_Б = R_1 R_2/(R_1 + R_2).$$

Из этого равенства следует, что более высокое значение K и, следовательно, лучшая стабильность обеспечиваются при больших сопротивлениях $R_Э$ и малом сопротивлении $R_Б$. Максимальное сопротивление резистора $R_Э$ зависит от того, какую часть напряжения источника питания составляет падение напряжения на этом резисторе, и от того, какой требуется размах напряжения сигнала на коллекторном резисторе. Аналогично максимальные сопротивления резисторов R_1 и R_2 зависят от того, какой величины ток могут они потреблять от источника питания. Если сопротивление этого делителя напряжения очень мало, то оно может шунтировать вход усилителя по переменному току. В качестве первого шага целесообразно выбрать сопротивление $R_Б$ равным 10 $R_Э$, и затем, используя уравнение (1-26), проверить получаемый при этом коэффициент стабилизации. Для расчета усилителя потребуются еще два уравнения. Обращаясь к рис. 4-1, можно записать:

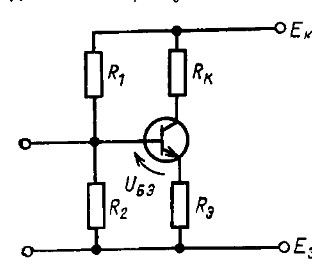


Рис. 4-1. Схема транзисторного усилителя мощности.

$$U_Б = E_к R_2/(R_1 + R_2) \qquad (4\text{-}1)$$

и

$$U_{БЭ} = U_Б - I_Э R_Э, \qquad (4\text{-}2)$$

откуда получаем:

$$U_Б = I_Э R_Э + U_{БЭ}. \qquad (4\text{-}3)$$

Основные этапы проектирования усилителя следующие:

1. Выбрать подходящий транзистор.
2. Начертить линию нагрузки на выходных характеристиках транзистора, выбрать рабочую точку и определить получаемую при этом выходную мощность и искажение сигнала.

3. Зная минимальное напряжение на коллекторе, выбрать сопротивление резистора $R_Э$ таким образом, чтобы $U_Э$ было немного меньше $U_{К\,min}$.
4. Из равенства (1-26) определить $R_Б$, которое необходимо для получения заданного коэффициента стабилизации.
5. С помощью уравнений (4-1) и (4-3) рассчитать сопротивления резисторов R_1 и R_2.
6. Выбрать конденсатор для развязки $R_Э$.

Пример проектирования 4-1. На сопротивлении нагрузки 10 Ом требуется получить мощность переменного тока 2 Вт при малом искажении сигнала и коэффициенте стабилизации, равном 8. Напряжение источника питания 24 В.

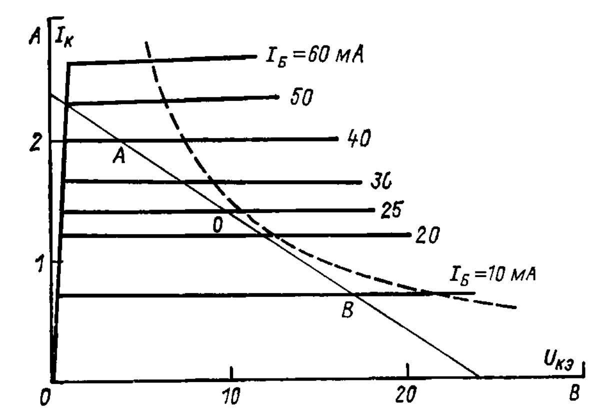


Рис. 4-2. Выходные характеристики транзистора BD124.

Для того чтобы получить на выходе усилителя сигнал с малыми искажениями, необходимо выбрать транзистор, имеющий значительно более высокую мощность по сравнению с требуемой выходной мощностью. Выберем транзистор типа ВД124 с максимальной рассеиваемой мощностью 15 Вт при температуре не более +60°С. Выходные характеристики этого транзистора показаны на рис. 4-2.

Линия нагрузки. На проведенной, как показано на рисунке, линии нагрузки выбираем рабочую точку при $U_К = 10$ В и $I_К = 1{,}4$ А, что соответствует току базы $I_Б = 25$ мА. При амплитуде входного сигнала 15 мА выходное напряжение изменяется от 4 до 17 В, а двойная амплитуда тока составляет 1,3 А.

Мощность в нагрузке определяется выражением

$$P_н = (U_{max} - U_{min})(I_{max} - I_{min})/8. \qquad (4\text{-}4)$$

Подставляя значения напряжений и токов в эту формулу, получаем мощность в нагрузке 2,1 Вт.

Коэффициент нелинейных искажений сигнала определяется по формуле

$$\frac{(I_{max} + I_{min} - 2I_0)\cdot 100}{2(I_{max} - I_{min})}. \qquad (4\text{-}5)$$

Приближенную оценку искажений можно получить путем измерения длины линии нагрузки и вычисления отношения ее двух частей. Например, на рис. 4-2 измеряем отрезки линии нагрузки *OB* и *OA*. Их отношение равно 11 к 9 или 1,22, что свидетельствует о наличии 5%-ного искажения в виде второй гармоники. Если это отношение меньше 1,22, то искажения будут менее 5%, а при работе без искажений длина обеих частей линии нагрузки будет одинакова. Если линия нагрузки проведена таким образом, что отношение $OB : OA = 1{,}17$, то можно считать, что искажения сигнала не превышают допустимого уровня.

Резистор в цепи эмиттера. Так как $U_{\text{К min}} = 4$ В, а ток покоя коллектора равен 1,4 А, выбираем $R_э = 2{,}2$ Ом.

Коэффициент стабильности. Согласно паспортным данным $\beta = 50$ при $I_К = 1{,}5$ А. Подставляя значения β и $R_э$ в уравнение (1-26), при $K = 8$ будем иметь

$$8 = 1 + \frac{50 \cdot 2{,}2}{2{,}2 + R_б}$$

или $7R_б = (50 \times 2{,}2) - 15{,}4$, откуда $R_б = 13{,}5$ Ом.

Расчет резисторов R_1 и R_2. Из формулы (4-3) имеем: $U_Э = I_Э R_э \approx U_Б$, а из формулы (4-1): $U_Б = E_к R_2/(R_1 + R_2)$ тогда $3{,}08 = 24\ R_2/(R_1 + R_2)$, откуда $R_1 \approx 7R_2$.

Так как $R_б = R_1 R_2/(R_1 + R_2)$, получаем $13{,}5 = 7R_2^2/(8R_2)$ или $R_2 = 15{,}4$ Ом,

$$R_1 = 7R_2 = 107{,}8 \text{ Ом}. \qquad (4\text{-}6)$$

Выбираем $R_1 = 110$ Ом и $R_2 = 15$ Ом. Ток, потребляемый делителем напряжения, составленным из последовательно включенных резисторов R_1 и R_2, равен $24/125 \approx 200$ мА. Таким образом, ток, потребляемый делителем напряжения, значительно меньше тока покоя транзистора.

Итак, окончательно выбираем параметры элементов схемы: $R_к = 100$ Ом, $R_1 = 110$ Ом, $R_2 = 15$ Ом, $R_э = 2{,}2$ Ом.

Развязывающий конденсатор. На минимальной рабочей частоте каскада усиления реактивное сопротивление развязывающего конденсатора должно быть мало по сравнению с $R_э = 2{,}2$ Ом. Например, если минимальная рабочая частота составляет 1 кГц, то на этой частоте реактивное сопротивление конденсатора емкостью 1000 мкФ будет приблизительно в 6 раз меньше сопротивления эмиттерного резистора, что вполне удовлетворяет указанному выше требованию.

4-2. ЗВУКОВОЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ КЛАССА А

Громкоговоритель связан с транзистором с помощью выходного трансформатора, и если рабочая точка выбрана посредине динамической линии нагрузки на коллекторных характеристиках, то размах напряжения на коллекторе может находиться в пределах от напряжения $U_{изл}$, соответствующего точке излома коллекторной характеристики, до двойного напряжения источника питания, как показано на рис. 4-3. Ток коллектора при этом может изменяться от нуля до удвоенного значения тока покоя. Сопротивление нагрузки, соответствующее такой нагрузочной линии, будет равно:

$$R_н = (E_К - U_{изл})/I_0. \qquad (4\text{-}7)$$

Максимальная выходная мощность, развиваемая в нагрузке, определяется формулой

$$P_{\text{вых max}} = \frac{E_К - U_{изл}}{\sqrt{2}} \frac{I_0}{\sqrt{2}}. \qquad (4\text{-}8)$$

Из этих двух формул получаем:

$$R_н = \frac{(E_к - U_{изл})^2}{2P_{\text{вых max}}}. \qquad (4\text{-}9)$$

Полученные соотношения можно использовать для расчета усилителя мощности, обладающего высоким КПД.

Основные этапы проектирования усилителя следующие:

1. В предположении, что выходная мощность усилителя несколько больше, чем это требуется в действительности, используя формулу (4-9), вычислить сопротивление нагрузки $R_н$.

2. Определить отношение числа витков обмоток трансформатора, которое необходимо для согласования громкоговорителя и $R_н$.

3. Зная минимальное напряжение на коллекторе, выбрать $R_э$ так, чтобы падение напряжения на нем не превышало этого минимального напряжения.

4. Полагая $R_б = 10\ R_э$, рассчитать сопротивления резисторов R_1 и R_2.

5. Выбрать емкость для развязки резистора $R_э$.

Рис. 4-3. Расчет выходной мощности и сопротивления нагрузки по коллекторной характеристике транзистора.

Пример проектирования 4-2. Требуется получить максимальную выходную мощность 60 мВт переносного радиоприемника, напряжение источника питания которого равно 9 В.

Выбор транзистора. Максимальный теоретический КПД составляет 50%, поэтому следует выбирать транзистор, имеющий максимальную мощность, по крайней мере в 3 раза больше требуемой. Выберем транзистор типа 2N526, который имеет мощность 225 мВт при температуре 25° С. По коллекторным характеристикам транзистора (рис. 4-4) определяем напряжение, соответствующее точке излома: $U_{изл} = 0{,}25$ В.

Выбор сопротивления нагрузки. При использовании формулы (4-9) для расчета сопротивления нагрузки будем полагать, что выходная мощность равна 70 мВт. Это предположение сделано для того, чтобы учесть потери в омическом сопротивлении трансформатора, а также тот факт, что ток коллектора не может быть выбран равным нулю из-за наличия токов утечки. Кроме того, для обеспечения минимальных искажений будем считать, что $U_{изл} = 1$ В. Тогда $R_н = (9-1)^2/(2 \cdot 0{,}070) = 457$ Ом.

Коэффициент трансформации. Для того чтобы согласовать громкоговоритель, имеющий сопротивление 3 Ом, с нагрузкой $R_н = 457$ Ом, отношение числа витков обмоток трансформатора должно быть

$$\sqrt{\frac{457}{3}} = \frac{12{,}3}{1}.$$

Резистор в цепи эмиттера. Теперь на выходных характеристиках транзистора из точки $I_К = 0$, $U_К = 18$ В проведем линию нагрузки для $R_н = 457$ Ом. При этом ток в рабочей точке $U_К = 9$ В

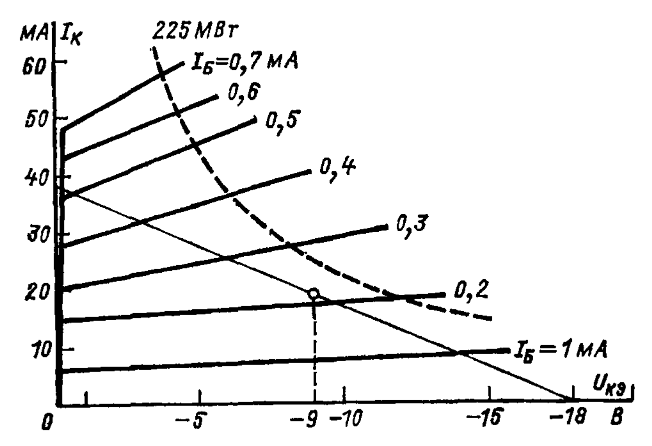


Рис. 4-4. Коллекторные характеристики транзистора 2N526.

будет равен 19,5 мА. Если изменение тока коллектора лежит в пределах от 36 до 3 мА, а коллекторного напряжения — от −1,5 до −16,5 В, то выходная мощность будет равна 62 мВт. Следовательно, напряжение на эмиттере должно быть около 1 В. Тогда $R_Э = 1$ В/19,5 мА $= 51$ Ом.

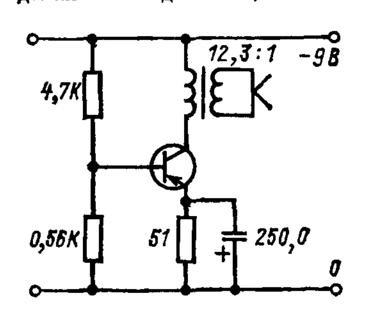


Рис. 4-5. Окончательная схема усилителя, рассчитанного в примере 4-2.

Далее выбираем $R_б = 10R_Э = 510$ Ом и, учитывая, что $U_Б = R_2E_К/(R_1 + R_2) \approx U_Э$, получаем $1,0 = 9R_2/(R_1 + R_2)$ и $R_1 = 8R_2$.

Так как $R_б = R_1R_2/(R_1 + R_2)$, то $510 = 8R_2^2/(9R_2)$, откуда $R_2 = 574$ Ом и $R_1 = 4592$ Ом. Окончательно выбираем ближайшие стандартные сопротивления резисторов $R_2 = 560$ Ом и $R_1 = 4,7$ кОм. Заканчивается проектирование каскада выбором развязывающего конденсатора в цепи эмиттера. Реактивное сопротивление конденсатора емкостью 250 мкФ на частоте 60 Гц приблизительно равно 10 Ом, что вполне удовлетворяет поставленным требованиям. Окончательная схема каскада показана на рис. 4-5.

4-3. ДВУХТАКТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ КЛАССА В

В схеме двухтактного усилителя на базы двух транзисторов подаются равные по амплитуде сигналы, сдвинутые на 180°, а выходы этих транзисторов соединены между собой через трансформатор с центральным выводом (рис. 4-6). В предположении, что оба транзистора имеют одинаковые характеристики, схема двухтактного каскада по сравнению с усилителем на одном транзисторе обладает следующими достоинствами:

1. Переменный ток на частоте сигнала не протекает через источник питания и, следовательно, при использовании одного и того же источника через него не будет осуществляться обратная связь на предыдущий каскад.

2. Гармонические составляющие одного порядка взаимно уничтожаются, благодаря чему обеспечивается меньшее искажение сигнала при данной выходной мощности.

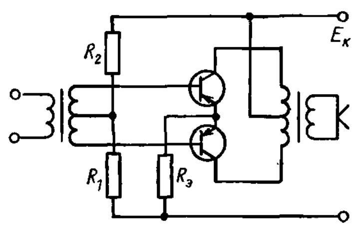


Рис. 4-6. Схема двухтактного усилителя класса Б.

Теоретически двухтактный усилитель класса В должен иметь в режиме покоя оба транзистора в закрытом состоянии, однако на практике это приводит к перекрестным искажениям в случаях, когда при переключении транзисторов не сглаживаются переходные токи. Этот тип искажений можно в значительной степени ослабить путем применения для питания каскада источника с большим внутренним сопротивлением, а также путем подачи небольшого прямого смещения на каждый из транзисторов. Типовое значение напряжения смещения 100—200 мВ приводит к увеличению тока на несколько миллиампер. В схеме на рис. 4—6 такое смещение задается делителем напряжения R_1, R_2.

Типовое значение $U_{БЭ}$, которое необходимо подавать на транзистор при заданном уменьшении тока коллектора, с возрастанием температуры уменьшается на 2,5 мВ на 1° С. Следует учитывать температурный диапазон, в котором каскад будет работать, так как при возрастании температуры $I_{вых}$ увеличивается и может достичь такого значения, что, несмотря на фиксированное смещение, снова будут иметь место перекрестные искажения сигнала. Аналогично значительное снижение окружающей температуры может привести к такому уменьшению тока, что оно окажется недостаточным для уменьшения перекрестных искажений.

Влияние изменений температуры можно свести до минимума путем шунтирования резистора R_2 терморезистором с отрицательным температурным коэффициентом. В этом случае при повышении температуры сопротивление параллельно включенных терморезистора и резистора R_2 уменьшается, снижается напряжение на базе $U_{БЭ}$, компенсируя тем самым увеличение тока коллектора. Резистор в эмиттерной цепи $R_Э$ повышает стабильность, но поскольку это сопровождается понижением КПД, его сопротивление, как правило, выбирают небольшим.

Мощность, рассеиваемая каскадом, зависит от амплитуды поступающего на него сигнала, а при отсутствии сигнала от источника питания потребляется незначительный ток. Максимальная выходная мощность усилителя приблизительно в 5 раз больше

мощности, рассеиваемой каждым из транзисторов, а КПД достигает 70%.

Если предположить транзисторы идеальными, то нагрузка в цепи каждого из коллекторов будет:

$$R_к = \frac{E_к^2}{2P_{вых\,max}}. \qquad (4\text{-}10)$$

Однако при использовании этого уравнения следует выбирать напряжение несколько меньше, чем $E_к$, оставляя запас, например, 0,5 В для того, чтобы уменьшить искажения сигнала. Таким же образом необходимо подставлять в формулу выходную мощность $P_{вых\,max}$, несколько большую, чем это требуется по условию, чтобы учесть потери в резисторе $R_э$. Действующая выходная мощность определяется формулой

$$P_{действ} = P_{вых\,max}R_к/(R_к + R_э). \qquad (4\text{-}11)$$

Основные этапы проектирования двухтактного усилителя следующие:

1. Выбрать подходящую пару согласованных по параметрам транзисторов.
2. Пользуясь формулой (4-10), оценить сопротивление нагрузки в цепи каждого коллектора и определить коэффициент трансформации выходного трансформатора.
3. Выбрать сопротивления резисторов R_1, R_2, $R_э$ и проверить, чтобы при данном сопротивлении $R_э$ выходная мощность была не менее заданной.

Пример проектирования 4-3. Требуется рассчитать двухтактный выходной каскад, работающий в классе B, с максимальной мощностью на выходе 1,25 Вт. Напряжение источника питания равно 15 В.

Транзисторы. Выбранные транзисторы должны обеспечивать рассеивание приблизительно одной пятой части максимальной выходной мощности. Подходящими являются согласованные по параметрам два транзистора 2N3702 (типа *p-n-p*) и 2N3704 (типа *n-p-n*), которые имеют мощность рассеяния 300 мВт при температуре 25° C без теплоотвода.

Коллекторная нагрузка. При использовании формулы (4-10) будем полагать, что $E_к$ уменьшено на 0,5 В, а полная выходная мощность равна 1 5 Вт,

$$R_к = (14{,}5)^2/(2 \cdot 1{,}5) = 70{,}08 \text{ Ом}.$$

На один транзистор приходится половина полной нагрузки в течение полупериода, следовательно, нагрузка между коллекторами транзисторов будет равна $4 \cdot 70{,}08 = 280{,}3$ Ом. Необходимый для согласования этой нагрузки с сопротивлением громкоговорителя (3 Ом) коэффициент трансформации равен $\sqrt{\frac{280}{3}} = 9{,}6:1$.

Смещение каскада. Так как включение резистора в цепи эмиттера $R_э$ снижает КПД, его сопротивление не должно быть слишком большим. Выберем предварительно сопротивление $R_э = 4{,}7$ Ом и проверим выходную мощность каскада с учетом полной нагрузки на каждый транзистор: $R_к + R_э = 70{,}08 + 4{,}7 = 74{,}78$ Ом.

Полная выходная мощность будет:

$$P_{вых\,max} = \frac{E_к^2}{2(R_к + R_э)} = \frac{210{,}25}{149{,}56} \approx 1{,}4 \text{ Вт}.$$

Определим полезную выходную мощность:

$$P_{действ} = P_{вых\,max}\frac{R_к}{(R_к + R_э)} = 1{,}4 \cdot 0{,}93 = 1{,}3 \text{ Вт}.$$

Это значение вполне удовлетворяет заданным требованиям. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 определяем на основе разумно выбранного напряжения смещения, например 150 мВ, и допустимого значения тока, потребляемого этими резисторами. Ограничивая потребление тока значением 1,5 мА, которое вполне совместимо с током, потребляемым транзисторами, получим:

$$R_1 + R_2 = E_к/(1{,}5 \cdot 10^{-3}) = 10 \text{ кОм}.$$

Для получения напряжения смещения $U_Б = 150$ мВ должно удовлетворяться соотношение $R_1 = 99\ R_2$. Поскольку это соотношение не является критичным, принимаем $R_1 = 9{,}1$ кОм, а $R_2 = 100$ Ом.

Для повышения стабильности рабочей точки при изменении температуры резистор R_2 можно заменить резистором сопротивлением 220 Ом, шунтированным терморезистором с номинальным сопротивлением 200 Ом.

Окончательные параметры схемы усилителя будут следующими: отношение числа витков выходного трансформатора (4,8 + 4,8) : 1, $R_э = 4{,}7$ Ом, $R_1 = 9{,}1$ кОм, резистор $R_2 = 220$ Ом шунтирован терморезистором, имеющим сопротивление 200 Ом с отрицательным температурным коэффициентом.

4-4. УСИЛИТЕЛЬ С ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ

В случаях, когда усилитель не должен работать на очень низких частотах (ниже 1 Гц), для связи между каскадами можно

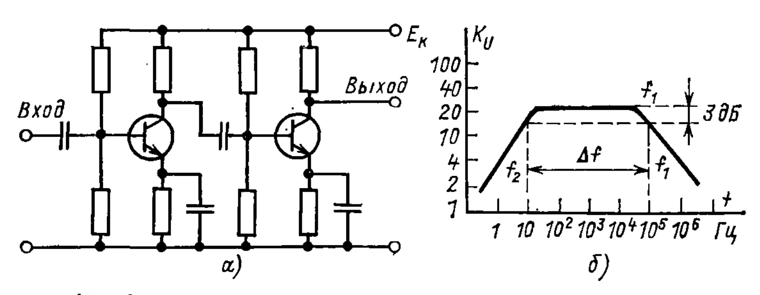


Рис. 4-7. Схема двухкаскадного усилителя с емкостной связью (*а*) и его частотная характеристика (*б*).

использовать конденсатор. Это позволяет изолировать постоянное напряжение коллекторного источника питания от базы транзистора следующего каскада.

Усилитель с емкостной связью имеет ограниченную полосу пропускания (рис. 4-7). На низких частотах усиление снижается из-за повышения реактивного сопротивления конденсатора, а на высоких частотах спад усиления обусловлен шунтирующим действием емкостей транзистора. Ширина полосы пропускания определяется как разность между двумя крайними частотами: $\Delta f = f_1 - f_2$, на которых усиление уменьшается на 3 дБ по сравнению с коэффициентом усиления в середине полосы.

4-5. ДЕЙСТВИЕ ТРАНЗИСТОРА НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Транзистор можно представить гибридной П-образной эквивалентной схемой (рис. 4-8, *а*), на которой $r'_{бб}$ является омическим сопротивлением между активной базовой областью и выводом базы. Для исследования высокочастотных характеристик схему можно

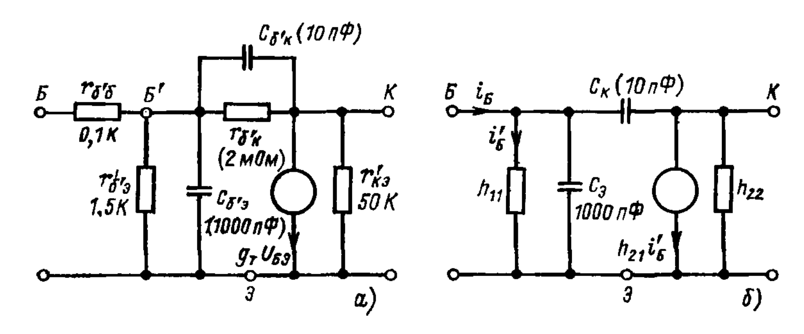


Рис. 4-8. Гибридная П-образная эквивалентная схема транзистора (*а*) и упрощенная эквивалентная схема (*б*).

преобразовать к другому виду, аналогичному низкочастотной схеме с h-параметрами, но без генератора, отражающего внутреннюю обратную связь (рис. 4-8, *б*). Такая схема дает достаточно хорошее приближение, если входное сопротивление не изменяется в широких пределах, даже при очень больших изменениях сопротивления нагрузки (см. рис. 1-37).

Сопротивление $r'_{бб}$ достаточно мало, и в этой эквивалентной схеме им можно пренебречь. Две емкости, которые оказывают влияние на характеристики транзистора, это $C_Э$ — емкость эмиттерно-базового перехода и $C_К$ — емкость обедненного слоя коллекторно-базового перехода смещенного в обратном направлении. Емкость $C_К$ пропорциональна величине $1/\sqrt{U_{КБ}}$. Упрощенная эквивалентная схема на рис. 4-8, *б* дает возможность быстро оценить характеристики с достаточной степенью точности.

Эквивалентная схема с короткозамкнутым выходом (рис. 4-9). Емкостью обратной связи $C_К$ можно пренебречь, так как она шунтируется в 100 раз большей емкостью $C_Э$. На низких частотах $i'_Б = i_Б$, но на более высоких частотах входное сопротивление h_{11} шунтируется емкостью $C_Э$ и выходной ток $h_{21}i'_Б$ уменьшается;

$$i'_Б = \frac{1/(sC_Э)}{h_{11} + 1/sC_Э}\, i_Б.$$

Выходной ток равен:

$$i_К = h_{21}i'_Б = h_{21}i_Б/(1 + sC_Эh_{11}). \qquad (4\text{-}12)$$

Найдем коэффициент передачи тока:

$$i_К/i_Б = h_{21}/(1 + s\tau_и), \qquad (4\text{-}13)$$

где $\tau_и = C_Эh_{11}$.

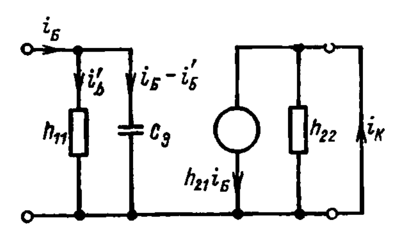


Рис. 4-9. Эквивалентная схема при коротком замыкании на выходе.

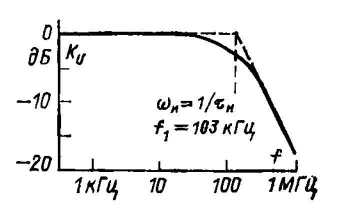


Рис. 4-10. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика.

Если $h_{11} = 2{,}2$ кОм, а $C_Э = 700$ пФ, то постоянная времени $\tau_И = 1{,}54\cdot10^{-6}$ с. Если точку излома частотной характеристики определить как $\omega_и = 1/\tau_и$, то частота излома будет равна (рис. 4-10):

$$f_и = 10^6/(2\pi\cdot1{,}54) = 103 \text{ кГц}.$$

В § 4-7 будет показано, что относительное значение коэффициента передачи тока при короткозамкнутом выходе может быть представлено простым запаздыванием с учетом точки излома (которая показана на логарифмической амплитудно-частотной характеристике рис. 4-10).

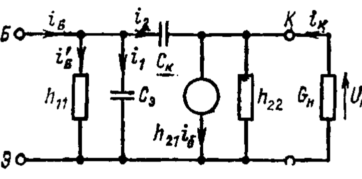


Рис. 4-11. Эквивалентная схема, учитывающая влияние проводимости нагрузки.

Проводимость нагрузки $G_Н$. Если выход схемы не является короткозамкнутым, как показано на рис. 4-11, то влиянием емкости $C_К$ уже нельзя пренебречь.

Ток через емкость $C_К$ будет равен:

$$i_2 = (u_Б - u_К)\,sC_К, \qquad (4\text{-}14)$$

где $u_К = -i_К/G_Н$.

Но $i'_Б = u_Б/h_{11}$ и $u_К = \dfrac{-h_{21}}{h_{22}+G_Н}\dfrac{u_Б}{h_{11}}$ или $u_К = -g'_тRu_Б$, где $g'_т = h_{21}/h_{11}$ и $R = 1/(h_{22}+G_Н)$.

Подставляя значение $u_К$ в уравнение (4-14), получаем:

$$i_2=(1+g_тR)\,sC_кu_Б=(1-K_U)\,sC_кu_Б,$$

где $K_U = u_К/u_Б$, а $C_к$ может быть заменена емкостью $C_б = (1 + g_тR)\,C_к$, включенной параллельно $C_э$, как показано на рис. 4-12, *а*.

Непосредственным влиянием емкости $C_к$ на коллектор можно пренебречь по сравнению с постоянной времени цепи базы, и в большинстве случаев коллектор можно представить в виде, показанном на рис. 4-12, *б*. Используя эту схему, можно определить точку излома характеристики на высокой частоте.

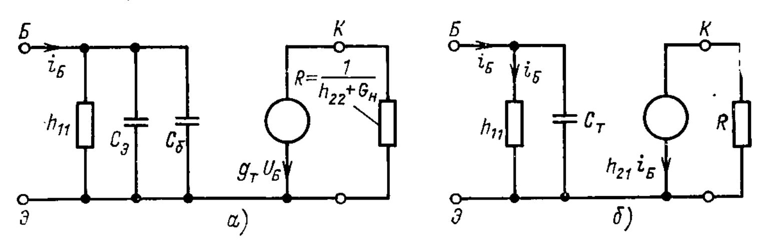


Рис. 4-12. Упрощенные эквивалентные схемы транзистора с резистивной нагрузкой.

Коэффициент передачи тока на высоких частотах. Коэффициент передачи тока на высоких частотах определяется формулой

$$K_1=K_0/(1+s\tau_1), \tag{4-15}$$

где $K_0 = G_н/(h_{22} + G_н)$ и $\tau_1 = h_{11}C_т$.

Например, h_{11} = 2,2 кОм, $C_э$ = 700 пФ, $C_к$ = 10 пФ, $R_к$ = 1 кОм, h_{21} = 10, $1/h_{22}$ = 25 кОм.

$$K_U=\frac{h_{21}}{h_{11}(G_н+h_{22})}=-\frac{100}{2{,}2\cdot10^3(1000+40)\cdot10^{-6}}=-44;$$

$$C_б=(1-K_U)\,C_к=45\cdot10=450\ пФ;$$

$$C_т=C_э+C_б=1150\ пФ;$$

$$\tau_1=h_{11}C_т=2{,}2\cdot10^3\cdot1150\cdot10^{-12}=2{,}5\cdot10^{-6}\ с;$$

$$\omega_1=1/\tau_1=400\cdot10^3\ рад/с;$$

$$f_1=\omega_1/(2\pi)=64\ кГц.$$

Таким образом, если известны значения h_{11}, h_{21}, h_{22}, $C_э$ и $C_к$, то можно определить точку излома частотной характеристики на высокой частоте. Частотные характеристики сплавного транзистора при различных сопротивлениях нагрузки показаны на рис. 4-13.

Определение емкостей $C_э$ *и* $C_к$. Емкости $C_э$ и $C_к$ конкретного транзистора можно найти путем определения постоянной времени: в схеме с короткозамкнутым выходом $\tau_{1а}$, при известном сопротивлении нагрузки $\tau_{1б}$.

Постоянная времени τ_1 определяется путем нахождения частоты, на которой коэффициент передачи тока K_0 спадает на 3 дБ до значения 0,7 K_0 в каждом из перечисленных выше случаев. Для схемы с короткозамкнутым выходом

$$h_{11}=u_{БЭ}/i_Б \text{ и } C_э=\tau_{1а}/h_{11}. \tag{4-16}$$

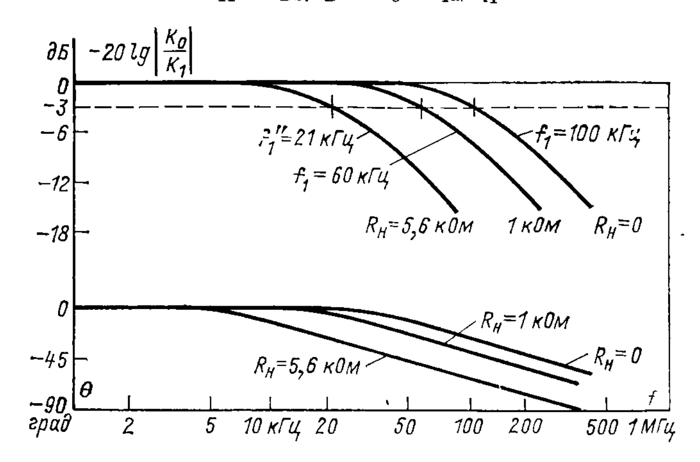


Рис. 4-13. Частотные характеристики сплавного транзистора при различных сопротивлениях нагрузки.

Постоянная времени $\tau_{1б}$ находится при сопротивлении нагрузки $R_к$, при котором коэффициент передачи напряжения равен примерно 100 ($K_U = u_{КЭ}/u_{БЭ}$):

$$C_т=\tau_{1б}/h_{11}; \tag{4-17}$$

$$C_б=C_т-C_э. \tag{4-18}$$

Так как

$$C_т=(1-K_U)\,C_к+C_э, \tag{4-19}$$

следовательно,

$$C_б=(1-K_U)\,C_к \tag{4-20}$$

или

$$C_к=(C_т-C_э)/(1-K_U). \tag{4-21}$$

Например, $K_U = -u_{КЭ}/u_{БЭ} = -209$ (знак минус означает инвертирование сигнала):

$$h_{11}=u_{БЭ}/i_Б=22\cdot10^{-3}/(10\cdot10^{-6})=2{,}2\ кОм.$$

При $R_к$ = 100 Ом (выход замкнут накоротко), f_1 = 100 кГц, $\omega_1 = 628\cdot10^3$ рад/с и $\tau_1 = 1{,}6\cdot10^{-6}$ с.

Следовательно, используя формулу (4-16), получим:

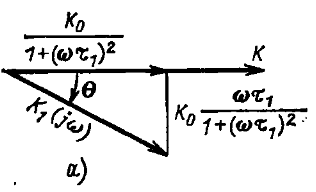
$$C_э=1{,}6\cdot10^{-6}/(2{,}2\cdot10^3)=730\ пФ.$$

При $R_к$ = 5,6 кОм, f_1 = 21 кГц $\omega_1 = 132\cdot10^3$ и $\tau_1 = 1{,}6\cdot10^{-6}$ с.

Тогда из формулы (4-17) $C_т = 1{,}6\cdot10^{-6}/(2{,}2\cdot10^3) = 3460$ пФ; из формулы (4-18) $C_б = C_т - C_э = 2730$ пФ и из формулы (4-20) $C_к = C_б\,(1 - K_U) = 2730/210 = 13$ пФ.

4-6. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Передаточная функция устройства или системы представляет собой комплексное отношение выходного сигнала к входному, т. е. эти сигналы выражаются через оператор Лапласа $s = (\alpha + j\omega)$.



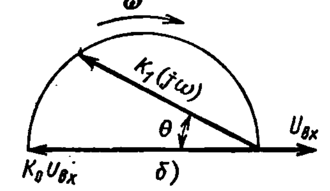


Рис. 4-14. Составляющие коэффициента передачи на высокой частоте (*а*). Зависимость выходного напряжения от частоты в полярных координатах (*б*). При очень больших значениях ω фазовый угол θ стремится к 90°.

Таким образом, уравнение (4-15) имеет вид передаточной функции. При условии, что рассматриваются только синусоидальные сигналы, в таких уравнениях оператор s можно заменить на $j\omega$. Частотную характеристику можно получить следующим образом. Из уравнения (4-15) имеем:

$$K_1(j\omega) = K_0\,\frac{1}{1 + j\omega\tau_1}$$

или после преобразования

$$K_1(j\omega) = K_0\left[\frac{1}{1+(\omega\tau_1)^2}\right](1 - j\omega\tau_1),$$

где модуль и фаза равны:

$$|K_1(j\omega)| = \frac{K_0}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}}; \quad (4\text{-}22)$$

$$\theta_1 = -\operatorname{tg}^{-1}\omega\tau_1.$$

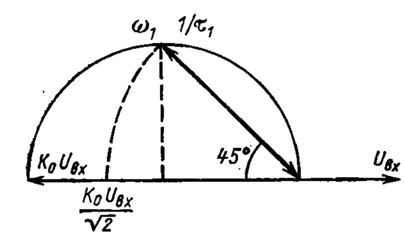


Рис. 4-15. Фазовый угол при $\omega_1 = 1/\tau_1$; ω_1 — это частота в радианах, при которой коэффициент передачи уменьшается в $1/\sqrt{2}$ раз.

На очень высоких частотах, т. е. когда $\omega \gg 1/\tau_1$ и, следовательно, $\omega\tau_1 \gg 1$, действительная часть выражения функции передачи мала и $K_1(j\omega)$ стремится к величине $-jK_0/(\omega\tau_1)$. Это означает, что фаза отстает на 90° по сравнению с фазой в середине полосы пропускания, а коэффициент передачи падает с увеличением частоты. Годограф коэффициента передачи лежит на полуокружности, диаметр которой равен коэффициенту передачи в середине полосы пропускания (рис. 4-14).

Границы полосы пропускания. Верхняя граница полосы пропускания находится на частоте, при которой коэффициент передачи снижается до значения, в $\sqrt{2}$ раз меньшего своего значения в середине полосы. Согласно уравнению (4-22) верхняя частота полосы $\omega_1 = 1/\tau_1$, так как $|K_1(j\omega)| = \dfrac{K_0}{\sqrt{1+1}} = \dfrac{K_0}{\sqrt{2}}$.

Фазовый угол относительно K_0 $\theta_1 = -\operatorname{tg}^{-1}\omega\tau_1 = -\operatorname{tg}^{-1}1 = -45°$ (рис. 4-10 и 4-15).

4-7. АСИМПТОТИЧЕСКАЯ АППРОКСИМАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК

Частотную характеристику системы приближенно можно оценить, используя линейное асимптотическое представление. Предположим, что коэффициент передачи в середине полосы равен K_0, а на высокой частоте K_1. Тогда из уравнения (4-22) определим коэффициент передачи

$$|K_1(j\omega)| = \frac{K_0}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}}.$$

На частотах при $\omega\tau_1 \gg 1$ будем иметь:

$$|K_1(j\omega)| \approx K_0/(\omega\tau_1).$$

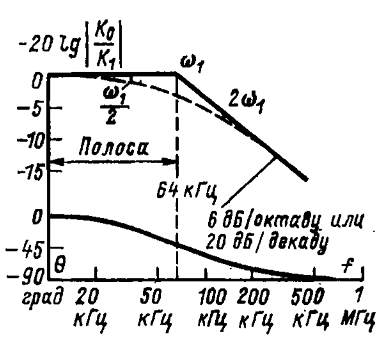


Рис. 4-16. Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики.

С ростом частоты коэффициент передачи уменьшается. Если коэффициент передачи на частоте ω_a равен K_a, то на частоте $2\omega_a$ он будет равен $K_a/2$. Удвоение частоты представляет собой октаву, следовательно, коэффициент передачи уменьшается в 2 раза на каждую октаву. Аналогичным образом увеличение частоты на декаду соответствует снижению коэффициента передачи в 10 раз. Как показано на рис. 4-16, амплитудные и фазовые частотные характеристики обычно изображаются в логарифмическом масштабе таким образом, что на частотах $\omega \gg 1/\tau_1$ кривая коэффициента передачи представляет собой прямую линию:

$$20\lg\left|\frac{K_1(j\omega_a)}{K_2(j2\omega_a)}\right| = 20\lg\cdot\frac{K_a}{K_a/2} = 20\lg 2 = 6\ \text{дБ}.$$

Это означает, что коэффициент передачи снижается со скоростью 6 дБ на октаву или 20 дБ на декаду. На рис. 4-16 показана прямая линия, представляющая $K_1(j\omega) \approx K_0/(\omega\tau_1)$. Если эту линию продолжить до пересечения с прямой, представляющей коэффициент передачи в середине полосы, то точка пересечения будет находиться на частоте $\omega_1 = 1/\tau_1$. В § 4-5 было показано, что на частоте ω_1 коэффициент передачи уменьшается до величины $K_0/\sqrt{2}$, или на 3 дБ, так как $20\lg\sqrt{2} = 3$. Таким образом, при линейной аппроксимации амплитудной характеристики максимальная ошибка составляет 3 дБ на частоте ω_1, уменьшаясь до 1 дБ на частотах $\omega_1/2$ и $2\omega_1$, как показано на рис. 4-16.

Обычно принято изображать амплитудные характеристики относительно K_0. При этом знак минус показывает, что коэффициент передачи меньше K_0, а ширина полосы определяется частотами, на которых относительное значение коэффициента передачи составляет —3 дБ.

$$K = -20 \lg \left| \frac{K_0}{K(j\omega)} \right|.$$

Прямую линию, аппроксимирующую частотную характеристику $K = \left| \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_1} \right|$, можно продолжить вниз от частоты ω_1 с наклоном 6 дБ на октаву. Часто оказывается более удобным использовать наклон 20 дБ на декаду, так как при этом ось коэффициента передачи имеет десятичный масштаб, а логарифмический масштаб по оси частот повторяется с периодом, равным десяти. Таким образом, из уравнения (4-15) и последующих примеров было найдено, что постоянная времени τ_1 равна $2{,}5 \cdot 10^{-6}$ с. Отсюда следует, что частота излома амплитудной характеристики $\omega_1 = 1/\tau_1 = 400 \times 10^3$ рад/с или $f_1 = \omega_1/(2\pi) = 64$ кГц. Асимптотической аппроксимацией амплитудно-частотной характеристики, таким образом, является прямая линия на уровне 0 дБ, продолжающаяся до точки излома, а далее продолжающаяся с наклоном 6 дБ на октаву или 20 дБ на декаду.

4-8. ХАРАКТЕРИСТИКИ КАСКАДОВ С ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ НА НИЗКИХ ЧАСТОТАХ

С уменьшением частоты возрастающее реактивное сопротивление разделительной емкости C_p уменьшает входной ток транзис-

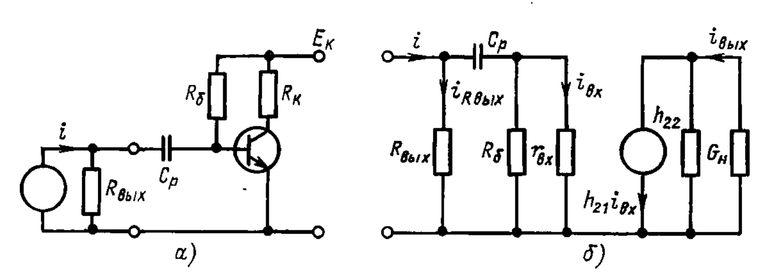


Рис. 4-17. Схема усилителя с емкостной связью (*а*) и его эквивалентная схема для области низких частот (*б*).

тора (рис. 4-17). На частотах, когда выполняется условие $r_{вх} \gg \frac{1}{(\omega C_p)}$, входной ток

$$i_{вх} = \frac{R_{вых}}{R_{вых} + r_{вх}} \; i \quad (R_б \gg r_{вх}),$$

и для эффективной передачи тока входное сопротивление должно быть много меньше выходного сопротивления.

Если i является током от транзистора предыдущего каскада, то $R_{вых}$ будет представлять собой $1/h_{22}$, соединенное параллельно с $R_К$ этого же каскада. При обоих сопротивлениях, равных 20 кОм, $R_{вых}$ равно 10 кОм, тогда при $r_{вх} = 2$ кОм отношение токов $i_{вх}/i = 10/(10 + 2) = 5 : 6$.

Для эффективной передачи тока сопротивление $R_К$ должно выбираться как можно большим. Для низких частот можно записать:

$$i_{вх}(s) = \frac{R_{вых}}{R_{вых} + r_{вх} + 1/(sC_p)} \, i(s). \qquad (4\text{-}23)$$

Величина передаваемого на вход тока уменьшается на 3 дБ, когда $R_{вых} + r_{вх} = 1/(\omega C_p)$ или

$$\omega = \frac{1}{C_p(R_{вых} + r_{вх})} = \frac{1}{\tau_2}, \qquad (4\text{-}24)$$

где

$$\tau_2 = C_p(R_{вых} + r_{вх}).$$

Уравнение (4-23) можно переписать, выделив члены, не зависящие от частоты:

$$i_{вх}(s) = \frac{R_{вых}}{R_{вых} + r_{вх}} \frac{1}{1 + 1/(s\tau_2)} \, i(s); \qquad (4\text{-}25)$$

$$i_{вых}(s) = K_0 i_{вх} = K_0 \frac{R_{вых}}{R_{вых} + r_{вх}} \frac{1}{1 + 1/(s\tau_2)} \, i(s) = K_2 \frac{1}{1 + 1/(s\tau_2)} \, i(s), \qquad (4\text{-}26)$$

где

$$K_0 = h_{21} G_H/(h_{22} + G_H);$$

$$K_2 = K_0 R_{вых}/(R_{вых} + r_{вх}).$$

Таким образом, при связи емкостью C_p можно получить:

$$K(s) = K_2 \frac{1}{1 + 1/(s\tau_2)}. \qquad (4\text{-}27)$$

Влияние конденсатора в цепи эмиттера на низких частотах. Когда для стабилизации применяется резистор в эмиттерной цепи $R_Э$ (см. § 1-15), он, как правило, шунтируется конденсатором $C_Э$, который служит для повышения коэффициента передачи на частоте сигнала.

При достаточно низкой частоте (или при отсутствии конденсатора $C_Э$) входное сопротивление транзистора увеличивается от h_{11} до $h_{11} + (1 + h_{21}) R_Э$. Из анализа, проведенного в § 1-16, следует, что

$$z_{вх}(s) = h_{11} + (1 + h_{21}) Z_Э = h_{11} + (1 + h_{11}) \frac{R_Э}{1 + sC_Э R_Э}.$$

Это соотношение иллюстрируется рис. 4-18. Полученное значение для $z_{вх}$ можно подставить в выражение (4-26) для K_2 вместо $r_{вх}$,

тогда:

$$K_2(s)=\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}}+Z_{\text{вх}}}K_0=\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}}+h_{11}+(1+h_{21})\dfrac{R_э}{1+sC_эR_э}}K_0=$$

$$=\frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}}+h_{11}+(1+h_{21})R_э}\,\frac{1+sC_эR_э}{1+\dfrac{sC_эR_э(R_{\text{вых}}+h_{11})}{R_{\text{вых}}+h_{11}+(1+h_{21})R_э}}K_0. \qquad (4\text{-}28)$$

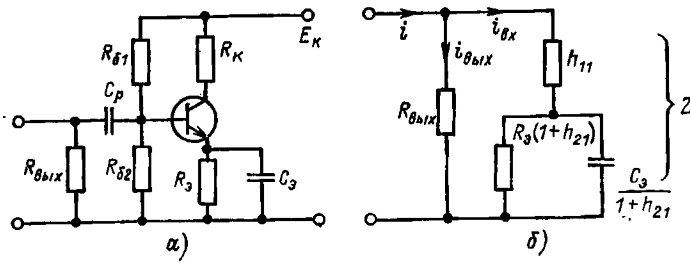


Рис. 4-18. Схема усилителя с конденсатором в цепи эмиттера (*а*) и эквивалентная схема входной цепи без учета $R_{б1}$, $R_{б2}$ и $C_р$ (*б*).

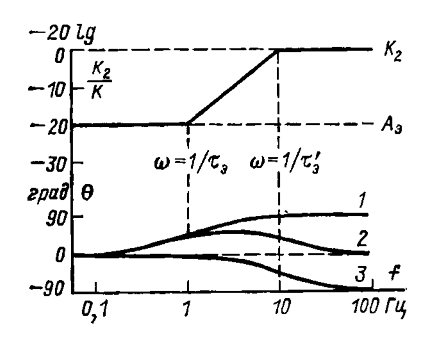


Рис. 4-19. Влияние постоянной времени цепи эмиттера на характеристики усилителя.

1 — опережение, обусловленное $\tau_э$; *2* — среднее значение фазы; *3* — запаздывание, обусловленное $\tau'_э$.

Таким образом, выражение для коэффициента передачи при наличии резистора, шунтированного конденсатором в цепи эмиттера, будет иметь вид:

$$K(s)=K_э\frac{1+s\tau_э}{1+s\tau'_э}, \qquad (4\text{-}29)$$

где $K_э=\dfrac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}}+h_{11}+(1+h_{21})R_э}K_0$; $\tau_э=C_эR_э$;

$$\tau'_э=\frac{\tau_э(R_{\text{вых}}+h_{11})}{R_{\text{вых}}+h_{11}+(1+h_{21})R_э}, \quad \tau_э>\tau'_э.$$

Влияние постоянной времени цепи эмиттера на характеристики усилителя показано на графике рис. 4-19.

4-9. СОЕДИНЕНИЕ КАСКАДОВ

Если усилительные каскады следуют один за другим, то сопротивлением нагрузки для первого каскада является входное сопротивление второго каскада.

Из схемы на рис. 4-20, *б* видно, что к коллекторной емкости $C_{к2}$ добавляется емкость $C_{э2}$, что приводит к увеличению общей емкости транзистора $C_т$, показанной на рис. 4-20, *в*. Часть входного тока будет протекать в $C_{к1}$. Значение этого тока определяется коэффи-

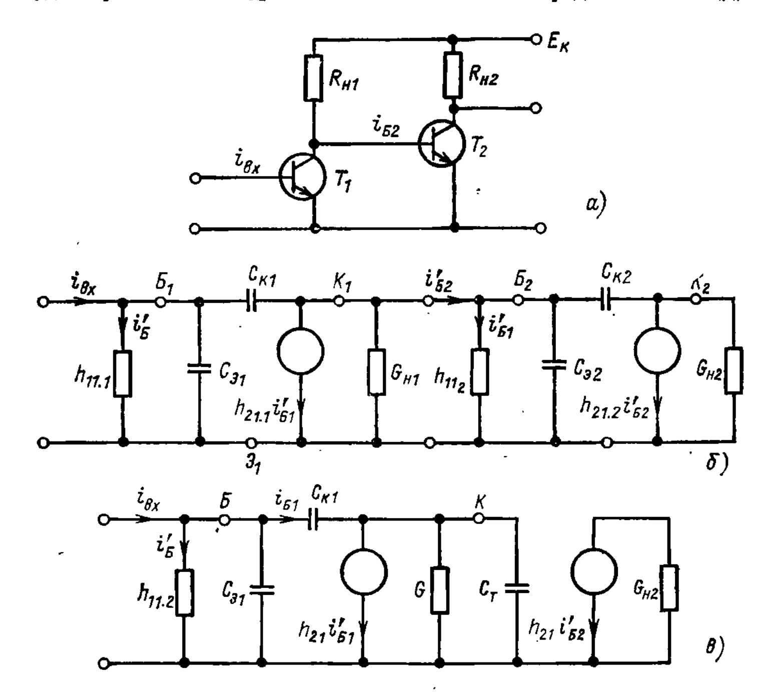


Рис. 4-20. Схема двухкаскадного усилителя (*а*) и его эквивалентные схемы (*б*) и (*в*).

циентом передачи напряжения транзистора T_1 и является комплексной величиной, так как коллекторная нагрузка представляет собой параллельное соединение G и $C_т$.

Коэффициент передачи напряжения между базой и коллектором определяется соотношением

$$K_{U1}=-g_тR/(1+s\tau), \qquad (4\text{-}30)$$

где $\tau=C_т/G$ и $R=1/G$. Таким образом,

$$i_{Б1}=u_{БЭ}\left(1+\frac{g_тR}{1+s\tau}\right)sC_{к1},$$

а полное сопротивление, шунтирующее базу транзистора T_1, с учетом емкости $C_{к1}$ равно:

$$Z(s)=\frac{1+s\tau}{[(1+g_тR)+s\tau]\,sC_{к1}}$$

или

$$Z(j\omega)=\frac{1+j\omega\tau}{j\omega C_{к1}(1+g_тR+j\omega\tau)}. \quad (4\text{-}31)$$

Выделяя действительную и мнимую части в этом выражении, будем иметь:

$$Z(j\omega)=\frac{1+g_тR+(\omega\tau)^2}{j\omega C_{к1}(1+g_тR)^2+(\omega\tau)^2}+\frac{\tau g_тR}{C_{к1}[(1+g_тR)^2+(\omega\tau)^2]}. \quad (4\text{-}32)$$

При условии, что $g_тR \gg 1$, для частот, при которых $\omega\tau < 1$, получим:

$$Z(j\omega)\approx\frac{1}{j\omega C_{к1}g_тR}+\frac{C_т}{C_{к1}g_т}. \quad (4\text{-}33)$$

Дополнительным членом здесь является сопротивление $C_т/(C_{к1}g_т)$, включенное последовательно с емкостью $C_{к1}g_тR$. Окончательная эквивалентная схема двухкаскадного усилителя в упрощенном виде показана на рис. 4-21.

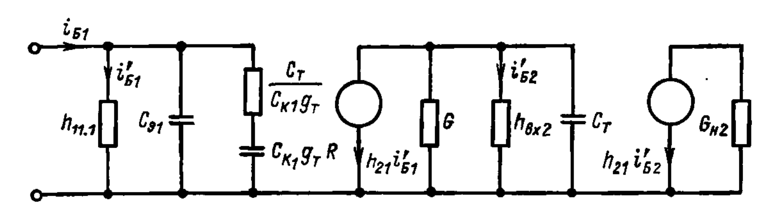


Рис. 4-21. Упрощенная эквивалентная схема двухкаскадного усилителя.

Пример проектирования 4-4. Требуется рассчитать усилительный каскад с сопротивлением передачи, равным 100 кОм, и полосой пропускания от 50 Гц до 20 кГц. Сопротивление источника сигнала равно 5 кОм, а требуемая амплитуда сигнала на входе составляет 4В (сопротивление передачи равно отношению выходного напряжения сигнала к входному току $R_п = u_{вых}/i_{вх}$).

Используем стабилизацию с помощью резистора в цепи эмиттера и выберем отношение $R_б/R_э = 5$ (см. § 1-15), где

$$R_б=R_{б1}R_{б2}/(R_{б1}+R_{б2}).$$

При номинальном значении $h_{21} = 50$ (минимальная величина для транзистора 2N1304)

$$K=1+h_{21}R_э/(R_э+R_б)=1+50\cdot 1/(1+5)=9{,}3.$$

Напряжение источника питания. Для получения амплитуды сигнала на выходе, равной 4В (двойная амплитуда 8 В), выберем напряжение источника питания 12 В.

Резистор в цепи коллектора. Сопротивление передачи

$$R_п=h_{21}/(G_к+h_{22})\approx h_{21}/G_к \,(\text{при } h_{22}\ll G_к).$$

Для того чтобы сопротивление передачи было равно 100 кОм, необходимо иметь коллекторное сопротивление 2,2 кОм. Для обеспечения некоторого запаса усиления по току выберем 2,7 кОм.

Ток коллектора. Чтобы получить заданное выходное напряжение, выберем $U_К = 7{,}5$ В, тогда

$$I_к=(E_к-U_к)/R_к=4{,}5/(2{,}7\cdot 10^3)=1{,}7 \text{ мА}.$$

Резистор в цепи эмиттера. Принимая падение напряжения на эмиттерном резисторе равным 2,5 В и $I_Э = I_К$, будем иметь:

$$R_э\approx U_э/I_э=2{,}5/(1{,}7\cdot 10^{-3})=1{,}5 \text{ кОм}.$$

Базовые резисторы. Сопротивление $R_б$ представляет собой параллельное соединение $R_{б1}$ и $R_{б2}$ и равное $R_б = 5\,R_{э1} = 7{,}5$ кОм.

Тогда $U_Б = U_{БЭ} + U_Э$.

Для германиевых транзисторов $U_Б = 0{,}15 + 2{,}5 = 2{,}65$ В. Если пренебречь током базы $I_Б$, то $U_Б/E_к = 2{,}65/12 = 0{,}22 = R_{б1}/(R_{б1} + R_{б2}) = R_б/R_{б2} = 5R_э/R_{б2}$.

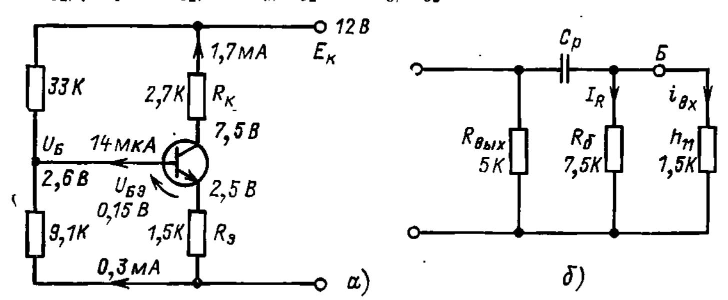


Рис. 4-22. Схема усилителя, рассчитанного в примере 4-4 (*а*), и эквивалентная схема входной цепи (*б*).

Таким образом, $R_{б2}=\dfrac{5R_э}{0{,}22}=\dfrac{5}{0{,}22}\,1{,}5\cdot 10^3=34$ кОм. Кроме того,

$R_{б1}/R_{б2} = 2{,}65/9{,}35$, следовательно, $R_{б1}=\dfrac{2{,}65}{9{,}35}\cdot 34\cdot 10^3=9{,}65$ кОм.

Принимаем $R_{б1} = 9{,}1$ кОм и $R_{б2} = 33$ кОм.

Схема усилителя по постоянному току с полученными параметрами приведена на рис. 4-22, *а*. Сопротивление $R_б$ шунтирует вход транзистора и тем самым снижает коэффициент передачи, как показано на рис. 4-22, *б*.

Входное сопротивление h_{11} транзистора равно 1,5 кОм при токе коллектора 1,7 мА;

$$R'_п=\frac{R_э}{R_б+h_{11}}\,\frac{h_{21}}{G_к+h_{22}}=\frac{1{,}5}{7{,}5+1{,}5}\cdot\frac{50}{370\cdot 10^{-6}+50\cdot 10^{-6}}\approx 100 \text{ кОм}.$$

Разделительный конденсатор. Из формулы (4-24) следует:

$$\tau_2 = C_р (R_{вых} + r_{вх}) = 1/\omega_2,$$

где $r_{вх}$ — это параллельно соединенные сопротивления $R_б$ и h_{11} ($r_{вх}$ = 1,1 кОм). В условии задано, что f_2 = 50 Гц или ω_2 = 314 рад/с; следовательно, $\tau_2 = 3{,}19 \cdot 10^{-3}$ с и

$$C_р = \tau_2/(R_{вых} + r_{вх}) = 3{,}19 \cdot 10^{-3}/(5 \cdot 10^3 + 1{,}1 \cdot 10^3) = 0{,}523 \text{ мкФ}.$$

Выбираем стандартный электролитический конденсатор емкостью 1 мкФ.

Конденсатор в цепи эмиттера. Из формулы (4-29) имеем:

$$\tau'_э = \frac{\tau_э (R'_{вых} + h_{11})}{R'_{вых} + h_{11} + (1 + h_{21}) R_э},$$

где $R'_{вых}$ представляет собой параллельное соединение сопротивлений $R_{вых}$ и $R_б$, как показано на рис. 4-23. Тогда

$$\frac{\tau'_э}{\tau_э} = \frac{R'_{вых} + h_{11}}{R'_{вых} + h_{11} + (1 + h_{21}) R_э} = \frac{3 \cdot 10^3 + 1{,}5 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^3 + 1{,}5 \cdot 10^3 + (1 + 50)\, 1{,}5 \cdot 10^3} \approx 0{,}06.$$

Для обеспечения того, чтобы на частоте 50 Гц сопротивление эмиттерной цепочки не оказывало влияния на коэффициент передачи,

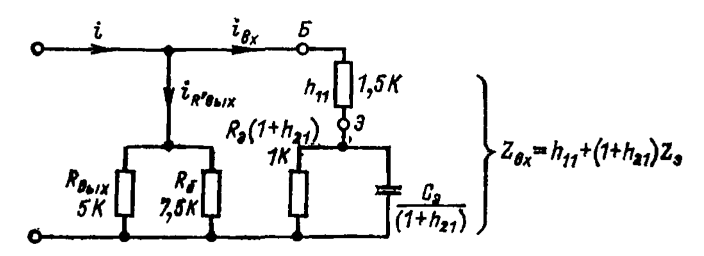


Рис. 4-23. Разветвление входного тока между $R'_{вых}$ и базой.

выберем $\tau'_э = 5\tau_2 = 1{,}6 \cdot 10^{-2}$ с. Точка излома частотной характеристики, определяемая величиной $1/\tau'_э$, будет на частоте 62,8 рад/с, или 10 Гц.

Так как $\tau'_э = \tau_э \cdot 0{,}06$, следовательно, $C_э = \tau_э/R_э = 1{,}6 \cdot 10^{-2}/(0{,}06 \cdot 1{,}5 \cdot 10^3) = 175$ мкФ. Выбираем конденсатор емкостью 200 мкФ.

Высокочастотные характеристики усилителя зависят от емкостей $C_э$ и $C_к$ транзистора. Если обратиться к рис. 4-13, то легко заметить, что при $R_к$ = 2,7 кОм транзистор вполне обеспечивает усиление на верхней заданной частоте, равной 20 кГц. Окончательная схема усилителя показана на рис. 4-24.

Пример проектирования 4-5. Требуется рассчитать усилитель с коэффициентом передачи напряжения 50 000 в диапазоне частот от 100 Гц до 10 кГц. Амплитуда выходного напряжения 10 В.

Коэффициент передачи напряжения определяется соотношением

$$K_U = K_i R_н / r_{вх},$$

где K_i — коэффициент передачи тока; $R_н$ — сопротивление нагрузки; $r_{вх}$ — входное сопротивление усилителя.

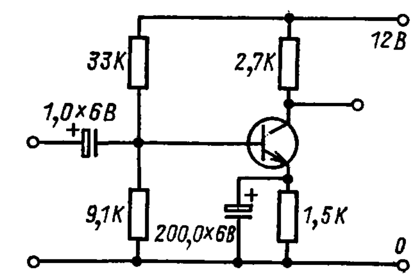


Рис. 4-24. Окончательная схема каскада с емкостной связью, рассчитанная в примере 4-4.

Для того чтобы обеспечить необходимый коэффициент передачи тока и инвертирование сигнала, целесообразно использовать трехкаскадный усилитель.

Используем в усилителе кремниевые мезатранзисторы типа 2S103, имеющие максимально допустимое напряжение $U_{КЭ\,max}$ = 40 В и $h_{21\,min}$ = 50. Каскады на таких транзисторах могут выполняться с непосредственной связью (см. § 4-12), как показано на рис. 4-25. Если считать, что минимальный коэффициент передачи тока одного каскада равен 30, то коэффициент передачи тока всего усилителя K_i = 27 000.

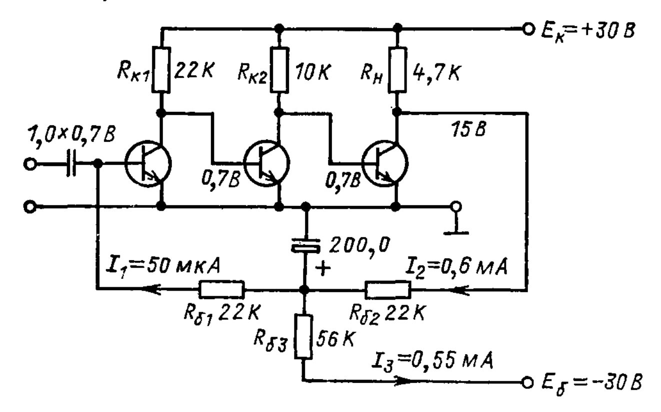


Рис. 4-25. Схема трехкаскадного усилителя с непосредственной связью.

Сопротивление нагрузки $R_н$. Если входной транзистор работает при таком значении тока, что $r_{вх}$ = 2 кОм, то

$$R_н = \frac{K_U}{K_i} r_{вх} \approx \frac{50\,000}{27\,000} 2 \cdot 10^3 = 3{,}7 \text{ кОм}.$$

Чтобы учесть нагрузку, вносимую цепью смещения и h_{22}, выберем $R_н$ = 4,7 кОм.

Напряжение источника питания $E_К$. Так как двойная амплитуда выходного напряжения равна 20 В, выберем $E_к = 30$ В.

Коллекторные резисторы. Для транзистора T_1, работающего при токе, равном 1,5 мА, $R_{к1} = 30/(1{,}5 \cdot 10^{-3}) = 20$ кОм, а для транзистора T_2, работающего при токе 3 мА, $R_{к2} = 30/(3 \cdot 10^{-3}) = 10$ кОм.

Цепь смещения. На частоте сигнала резисторы $R_{б1}$ и $R_{б2}$ шунтируют соответственно вход и выход усилителя. С целью минимизации шунтирующего эффекта выберем сопротивления этих резисторов по 22 кОм каждое, как показано на рис. 4-25.

Теперь произведем оценку входного тока:

$$I_1 = I_{к1}/h_{21э} \approx 1{,}5 \cdot 10^{-3}/30 = 50 \text{ мкА}.$$

Этот ток, протекая через резистор $R_{б1}$, создает на нем падение напряжения около 1,1 В, которое в сумме с напряжением $U_{БЭ} = 0{,}7$ В обеспечивает напряжение в точке соединения резисторов $R_{б1}$ и $R_{б2}$, равное приблизительно 2 В.

При напряжении на коллекторе транзистора T_3, равном 15 В, ток через резистор $R_{б2}$ определится соотношением $I_2 = (15-2)/(22 \cdot 10^3) \approx 0{,}6$ мА.

Через резистор $R_{б3}$ должен протекать ток, равный разности токов I_2 и I_1, т. е. $I_3 \approx 0{,}55$ мА. При напряжении источника питания $E_б = -30$ В определяем сопротивление резистора $R_{б3}$:

$$R_{б3} = (30-2)/(0{,}55 \cdot 10^{-3}) = 58 \text{ кОм}.$$

Выбираем стандартное значение 56 кОм.

Развязывающий конденсатор $C_б$. В рассматриваемой схеме для стабилизации рабочей точки используется цепь отрицательной обратной связи. Для устранения обратной связи на частоте сигнала в схеме используется конденсатор $C_б$. Емкость этого конденсатора равная 200 мкФ, обеспечивает уменьшение коэффициента обратной связи на частоте 100 Гц в 3000 раз.

Разделительный входной конденсатор. Из формулы (4-24) имеем:

$$\omega = 1/[C_р(R_{вых} + r_{вх})],$$

или при $R_{вых} = 0$ (при этом условии емкость $C_р$ будет максимальна) $C_р = 1/(\omega r_{вх})$.

На частоте $\omega = 628$ рад/с ($f = 100$ Гц)

$$C_р = 1/(628 \cdot 2 \cdot 10^3) = 0{,}8 \text{ мкФ}.$$

Выбираем конденсатор $C_р = 1$ мкФ. Окончательная схема трехкаскадного усилителя показана на рис. 4-25.

4-10. ПЕРЕХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ [36]

Дополнением к частотным характеристикам схемы является ее реакция на единичный скачок входного напряжения, называемая *переходной характеристикой.* Переходная характеристика показывает, как изменяется во времени амплитуда сигнала на выходе схемы.

Выражения, получаемые в виде функций комплексной переменной s, можно преобразовать в функции времени, как это и делается далее.

Влияние шунтирующей емкости (см. рис. 4-12). При подаче скачка напряжения на вход усилителя напряжение на его выходе будет нарастать по мере заряда емкости $C_Т$. Таким образом, для того чтобы обеспечить быстрое нарастание выходного напряжения, постоянная времени $C_Т h_{11}$ должна быть как можно меньше.

Из уравнения (4-15) имеем:

$$u_{вых}(s) = \frac{K_0}{(1 + s\tau_1)} u_{вх}(s)$$

или для единичного скачка входного напряжения

$$u_{вых}(s) = \frac{K_0}{\tau_1} \frac{1}{s(s + 1/\tau_1)}.$$

Используя преобразование Лапласа (см. приложение Б), получим:

$$u_{вых}(t) = K_0 [1 - \exp(-t/\tau_1)]. \quad (4\text{-}34)$$

Полученная переходная характеристика показана на рис. 4-26, *а*.

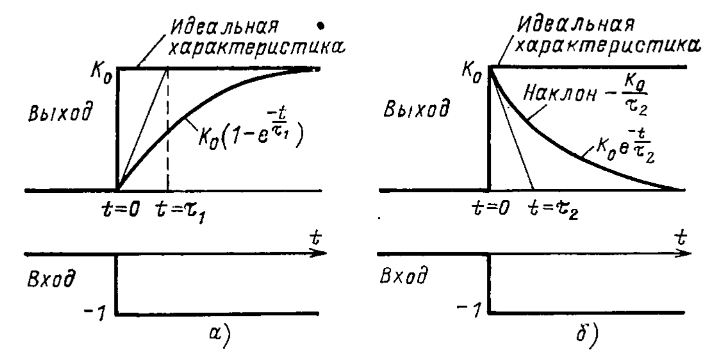


Рис. 4-26. Реакция на отрицательный скачок входного напряжения, показывающая влияние шунтирующей емкости (*а*) и разделительного конденсатора (*б*).

Влияние разделительного конденсатора (см. рис. 4-17). Если на разделительный конденсатор подается скачкообразное напряжение, оно полностью прикладывается к базе транзистора. По мере заряда конденсатора это напряжение спадает до нуля с постоянной времени $\tau_2 = C_р(R_{вых} + r_{вх})$, как показано на рис. 4-26, *б*:

$$u_{вых}(s) = \frac{K_0}{1 + 1/(s\tau_2)} u_{вх}(s).$$

При отрицательном единичном скачке напряжения на входе, используя преобразования Лапласа (см. приложение Б), получим:

$$u_{вых}(t) = K_0 \exp(-t/\tau_2). \quad (4\text{-}35)$$

В большинстве случаев на практике оказывается, что постоянная времени τ_2 значительно больше длительности импульса τ вход-

ного сигнала. В этом случае вершина импульса спадает линейно во времени с наклоном, пропорциональным $1/\tau_2$. Если же емкость конденсатора $C_р$ бесконечно велика (усилитель с непосредственной связью), то наклон равен нулю. Спад амплитуды выходного импульса называют завалом вершины.

Совместное влияние разделительной и шунтирующей емкости. Если характеристика усилителя в области высоких частот выбрана

Рис. 4-27. Импульсная реакция, показывающая влияние шунтирующей и разделительной емкости.

неправильно, время нарастания импульса будет чрезмерно большим. Большой завал вершины импульса свидетельствует о неудачно выбранной характеристике усилителя в области низких частот (рис. 4-27).

4-11. УСИЛИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

На практике, особенно в области автоматического управления, часто требуется, чтобы усилитель обеспечивал усиление сигналов, имеющих частоту вплоть до нулевой. Если для этой цели

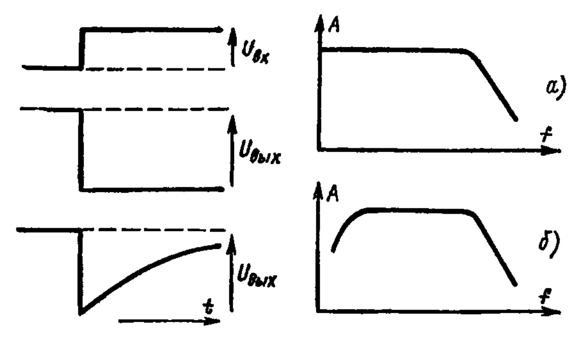


Рис. 4-28. Сравнение временных и частотных характеристик усилителей постоянного (*а*) и переменного (*б*) тока.

использовать усилитель с емкостной связью, то потребуется конденсатор бесконечно большой емкости. Усилитель постоянного тока обладает способностью усиливать изменения уровня постоянного тока, как показано на рис. 4-28.

Существует два типа усилителей постоянного тока:

Усилитель с непосредственной связью. В таких усилителях предыдущий каскад соединяется с последующим непосредственно или с помощью резистивной цепи. Примером усилителя постоянного тока с непосредственной связью может служить схема, показанная на рис. 4-25.

Усилитель с прерывателем (модулятором). В усилителях такого типа входной уровень сигнала постоянного тока прерывается с помощью ключа и затем усиливается уже сигнал переменного тока. На выходе усилителя снова восстанавливается уровень постоянного тока, как показано на рис. 4-29.

Первый из этих типов усилителей обладает более широкой полосой пропускания, а второй имеет меньший дрейф выходного напряжения.

Дрейф. При отсутствии входного сигнала выходное напряжение усилителя постоянного тока не остается постоянным из-за изменений условий работы. Эти изменения усиливаются точно так же, как

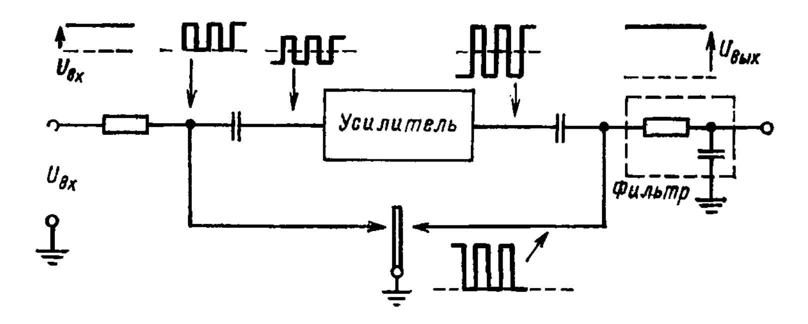


Рис. 4-29. Схема, иллюстрирующая действие усилителя постоянного тока с прерывателем.

и входные сигналы, и их невозможно отделить от сигнала. Изменение выходного напряжения при входном сигнале, равном нулю, называют дрейфом. Величина дрейфа измеряется в вольтах в час на выходе усилителя при замкнутых накоротко входных зажимах. По величине дрейфа можно сравнивать различные усилители, относя дрейф ко входу усилителя:

$$U_{д.\,вх} = U_{д.\,вых}/K, \tag{4-36}$$

где $U_{д.\,вх}$, $U_{д.\,вых}$ — величина дрейфа на входе и выходе усилителя; K — коэффициент передачи усилителя.

Сигналы дрейфа имеют низкую частоту, период которой может изменяться от нескольких секунд до часов, следовательно, эти сигналы не могут проходить через усилители переменного тока.

Установка нуля. Поскольку выходное напряжение усилителя постоянного тока имеет достаточно высокий уровень, требуется предусматривать средства для поддержания выходного напряжения на заданном уровне при входном напряжении, равном нулю (например, см. рис. 4-35).

4-12. УСИЛИТЕЛЬ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

Большинство транзисторов способны работать при очень низком напряжении на коллекторе, примерно таком же, как и напряжение смещения на базе следующего каскада. Из рис. 4-30 следует, что если напряжение источника питания $E_К$ значительно превышает напряжение на коллекторе $U_{КЭ}$, то ток $I = (E_К - U_{КЭ})/R_к$ будет иметь примерно постоянную величину.

Если транзистор T_1 открыт, напряжение $U_{БЭ}$ мало и транзистор T_2 будет при этом закрыт. При уменьшении тока базы транзистора T_1 напряжение $U_{БЭ}$ увеличивается и транзистор T_1 начинает открываться. По мере уменьшения тока I_1 ток I_2 возрастает до тех пор, пока транзистор T_1 не перейдет в закрытое состояние, при котором $I_2 = I$. Таким образом, действие усилителя можно рассматривать как перераспределение тока I между I_1 и I_2, которое обусловлено изменениями выходного сопротивления $R_{вых}$ транзистора T_1 и входного сопротивления $R_{вх}$ транзистора T_2. Входное сопротивление $R_{вх}$ является сопротивлением открытого диода перехода база-эмиттер, и, как следует из его характеристик, напряжение на нем ограниченно. Так как $R_к$ обычно значительно больше входного сопротивления $R_{вх}$, именно $R_{вх}$ является сопротивлением нагрузки для транзистора T_1.

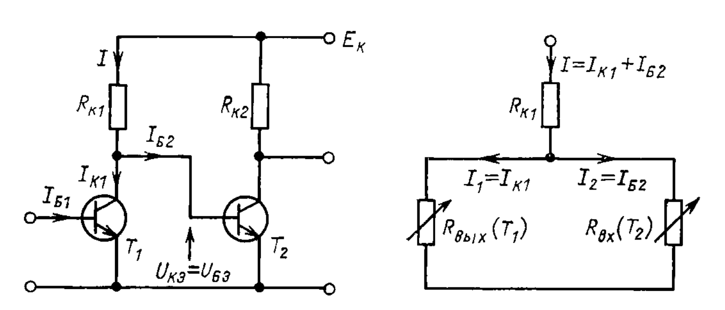


Рис. 4-30. Схема усилителя с непосредственной связью и распределение тока между цепями коллектора T_1 и базы T_2.

Например, предположим, что $R_{к1} = 0{,}15$ кОм, $R_{к2} = 3{,}9$ кОм, $E_к = 6$ В и $I = 0{,}4$ мА. Линию нагрузки можно провести, как показано на рис. 4-31, *а*, следующим образом. Начертим входную характеристику *OAB* транзистора T_2 на коллекторных характеристиках транзистора T_1 и затем, вращая ее около оси, проведенной при $I_К = I/2$ (в данном случае 0,2 мА), получаем кривую *CAD*. Линия *CB* соответствует постоянному току $I = 0{,}4$ мА. При любом напряжении на коллекторе $U_К$ вертикальная прямая линия, соединяющая ось напряжения с линией *CB*, делится на две части таким образом, что часть выше кривой *CAD* представляет собой ток $I_{Б2}$, а часть ниже кривой — ток $I_{К1}$. Следовательно, при $U_К = 0{,}18$ В, $I_{К_1} = 0{,}35$ мА и $I_{Б2} = 0{,}05$ мА.

Очевидно, что рабочая часть линии нагрузки должна находиться ближе к нижнему концу кривой, так как для транзистора T_2 требуется базовый ток, значительно меньший, чем ток $I = 0{,}4$ мА. На рис. 4-31,*а* *XY* — рабочий участок линии нагрузки. Если напряжение на коллекторе первого транзистора $U_{к1}$ изменяется незначительно, входное сопротивление $R_{вх}$ (наклон участка *XY*) остается почти постоянным. Сопротивление $R_{вх}$, как правило, много меньше

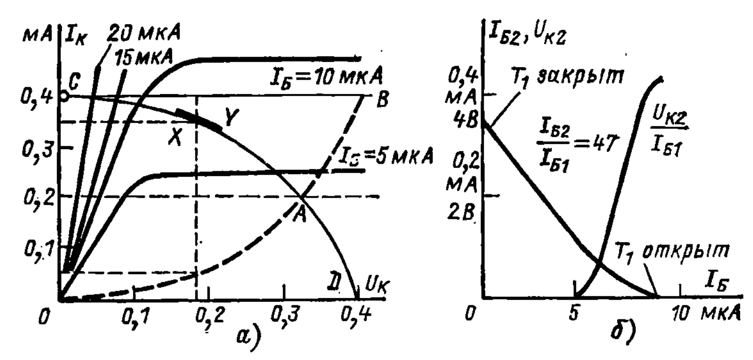


Рис. 4-31. Линия нагрузки транзистора T_1 (*CAD*) и ее рабочий участок *XY* (*а*). Передаточная характеристика $U_{К_2}/I_{Б_1}$ (*б*).

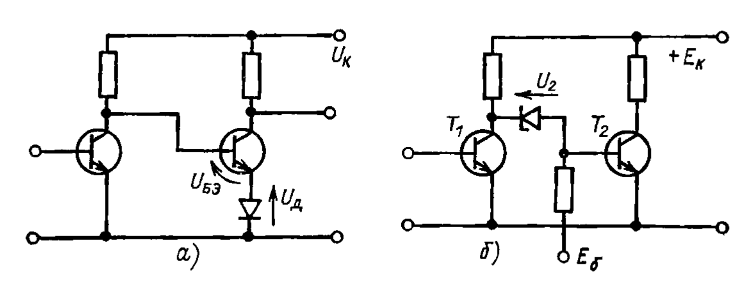


Рис. 4-32. Использование диода для создания смещения на эмиттере, которое сдвигает линию нагрузки вправо, улучшая линейность (*а*). Тот же эффект достигается применением стабилитрона (*б*).

$R_{к1}$, поэтому может осуществляться эффективная передача тока. Сопротивление передачи при малых токах $I_{Б2}$ уменьшается, как это видно из наклона кривой $U_{К2}/I_{Б1}$ на рис. 4-31, *б*, в результате чего возникает некоторая нелинейность. В тех случаях, когда на выходе транзистора T_2 требуется получить достаточно большое напряжение, эта нелинейность ограничивает амплитуду выходного напряжения.

Линейность каскада можно улучшить путем подачи смещения на эмиттер, благодаря чему линия нагрузки сдвигается вправо. Методы такого смещения были рассмотрены в гл. 1. Еще один метод иллюстрирует рис. 4-32,*а*, где диод, смещенный в прямом направлении, обеспечивает постоянное напряжение на эмиттере около 0,2 В, что обычно вполне достаточно.

На рис. 4-32, *б* показано, каким образом можно использовать стабилитрон для того, чтобы создать падение напряжения на его небольшом сопротивлении, которое будет препятствовать нежелательному увеличению входного сопротивления транзистора T_2. Стабилитрон в этой схеме можно заменить обычным резистором, через который будет протекать постоянный ток. Упрощенная эквивалентная схема каскада с непосредственной связью для малых сигналов показана на рис. 4-33.

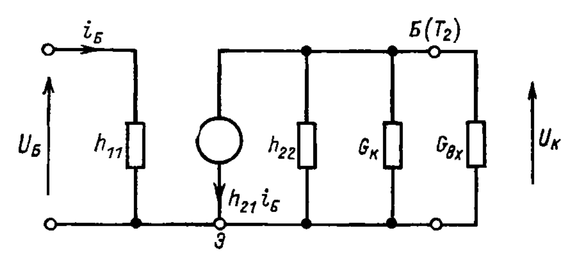


Рис. 4-33. Упрощенная малосигнальная эквивалентная схема каскада с непосредственной связью.

Схемы с дополняющими транзисторами. Совместно с *p-n-p* транзистором в последующем каскаде можно использовать *n-p-n* транзистор, как показано на рис. 4-34. Такое включение особенно пригодно в тех случаях, когда на выходе требуется иметь напряжение, близкое к нулевому уровню.

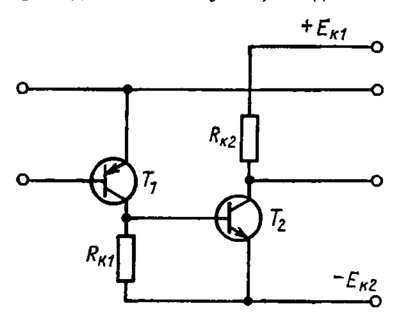


Рис. 4-34. Схема с дополняющими транзисторами, выходное напряжение которой изменяется около нулевого уровня.

Когда транзистор T_1 закрыт, транзистор T_2 тоже закрыт. Следует обратить внимание на то, чтобы ток утечки транзистора T_1 не создавал слишком большого падения напряжения на резисторе $R_{К1}$, иначе транзистор T_2 будет все время открыт. Если напряжение $U_{БЭ2}$ составляет около 200 мВ, то входное сопротивление $R_{вх}$ транзистора T_2 будет малым, и если сопротивление резистора $R_{К1}$ значительно больше сопротивления $R_{вх}$, ток утечки $I_{КЭО}$ будет протекать в базу транзистора T_2. Когда транзистор T_I имеет большой ток утечки, необходимо сопротивление резистора $R_{К1}$ выбирать не слишком большим или включать дополнительный резистор в цепь базы транзистора T_2. Однако следует иметь в виду, что оба эти метода приводят к снижению коэффициента передачи тока.

Пример проектирования 4-6. Необходимо рассчитать усилитель постоянного тока с коэффициентом передачи по напряжению не менее 5000, обеспечивающий инвертирование сигнала. Выходное

сопротивление усилителя должно быть не более 1 кОм, а изменение напряжения на выходе должно составлять ±5 В.

Выбираем схему усилителя постоянного тока, которая показана на рис. 4-35.

Напряжение источников питания. Заданные пределы изменения выходного напряжения составляют ±5 В. Выбираем напряжение источников питания ±8 В. Выходной транзистор должен иметь максимально допустимое напряжение на коллекторе $U_{КЭmax}$ не менее 16 В.

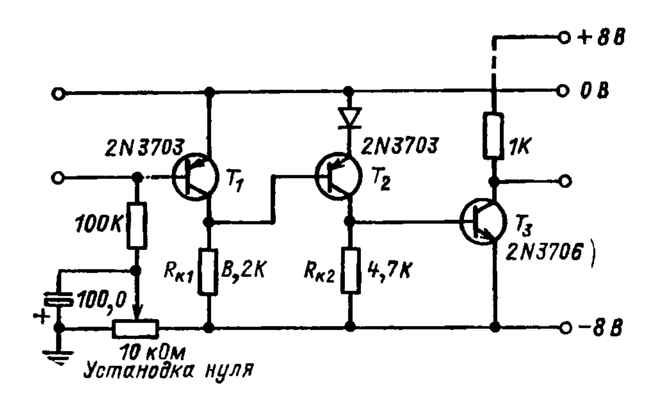


Рис. 4-35. Схема усилителя постоянного тока, рассчитанная в примере 4-6.

Транзисторы. Для усилителей с непосредственной связью подходящими являются транзисторы типа 2N3703. Минимальное значение коэффициента передачи тока двух таких транзисторов будет равно $K_1 = 30 \cdot 30 = 900$.

По условию требуется инвертировать сигнал, поэтому усилитель должен иметь в своем составе нечетное число каскадов с общим эмиттером. Следовательно, для выходного каскада необходимо выбрать транзистор со структурой *n-p-n*, который имел бы соответствующее допустимое напряжение на коллекторе и соответствующую мощность рассеяния. Предъявляемым требованиям удовлетворяет транзистор 2N3706, который имеет номинальное напряжение на коллекторе 30 В, рассеиваемую мощность 350 мВт при температуре 25°С и коэффициент передачи тока более 20.

Резистор нагрузки выходного каскада. При сопротивлении резистора в цепи коллектора выходного каскада, равном 1 кОм, будет обеспечено выходное сопротивление усилителя менее 1 кОм. При этом коэффициент передачи тока выходного каскада будет равен $K_2 \approx 20$, а максимальная мощность, рассеиваемая коллектором, $P_{К\max} = 8 \cdot 8 \cdot 10^{-3} = 64$ мВт.

Коэффициент передачи по напряжению. Коэффициент передачи по напряжению определяется соотношением

$$K_U = K_i R_н / R_{вх},$$

где $K_i = K_1 K_2 \approx 900 \cdot 20 = 18 \cdot 10^3$.

При $R_н = 1$ кОм и $R_{вх} = 2$ кОм (входное сопротивление приближенно принимаем равным h_{11}) $K_U = 9000$.

Этого вполне достаточно для того, чтобы при увеличении входного сопротивления $R_{вх}$ или при изменении сопротивления $R_{к2}$ за счет внешней нагрузки коэффициент передачи не стал меньше заданного значения.

Сопротивление резисторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$. Приемлемым значением тока для транзисторов с непосредственной связью является 1 мА, поэтому $R_{к1} \approx E_К/I_К = 8/(1\cdot10^{-3}) = 8$ кОм. Выбираем стандартное значение 8,2 кОм.

Сопротивление резистора $R_{к2}$ выбирается так, чтобы коэффициент передачи по току был достаточно велик, а падение напряжения за счет протекания тока утечки еще не слишком большое. Выбираем $R_{к2} = 4{,}7$ кОм.

Смещение транзистора T_2. Чтобы улучшить линейность, на эмиттере транзистора T_2 поддерживается постоянное напряжение, примерно —0,6 В. Оно обеспечивается включением в цепь эмиттера кремниевого диода, смещенного в прямом направлении, как показано на рис. 4-32, *а*.

Установка нуля. Для того чтобы обеспечить возможность установки выходного напряжения усилителя на нуль, необходимо предусмотреть меры регулировки базового тока транзистора T_1. Для этой цели в схему включен переменный резистор сопротивлением 10 кОм.

4-13. ДРЕЙФ В ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Отнесенный к входу усилителя дрейф тока можно выразить следующим соотношением:

$$I_{д.\,вх} = \Delta I_{КБО} + \Delta U_{БЭ}/R_c + I_Б \Delta h_{21}/h_{21}, \qquad (4\text{-}37)$$

где $\Delta I_{КБО}$ — обратный ток коллектора изменяющийся с температурой (применение кремниевых транзисторов позволяет существенно уменьшить обратный ток); $\Delta U_{БЭ}$ — изменение напряжения $U_{БЭ}$, которое необходимо для обеспечения постоянства тока коллектора $I_К$.

Для того чтобы при повышении температуры поддерживать ток коллектора на постоянном уровне, требуется уменьшать напряжение $U_{БЭ}$. Изменение напряжения 2—4 мВ на 1°С обычно бывает достаточно для этой цели; $I_Б \dfrac{\Delta h_{21}}{h_{21}}$ — изменение коэффициента передачи тока.

Очевидно, что при увеличении внутреннего сопротивления источника R_c влияние $\Delta U_{БЭ}$ уменьшается и становится равным нулю при питании транзистора от генератора тока. Если усилитель должен работать от источника с малым внутренним сопротивлением, то $\Delta U_{БЭ}$ можно сбалансировать применением специальной системы компенсации. В большинстве случаев хорошие результаты дает симметричная схема соединения эмиттеров (рис. 4-36, *а*). При использовании в схеме усилителя двух одинаковых транзисторов даже в случае, когда их температура одинакова, дрейф все же будет иметь место.

Анализ схемы симметричного соединения эмиттеров. Эквивалентную схему можно упростить, полагая, что $R_{к1} = R_{к2} = R_к$. Кроме того, при анализе будем полагать, что транзисторы имеют

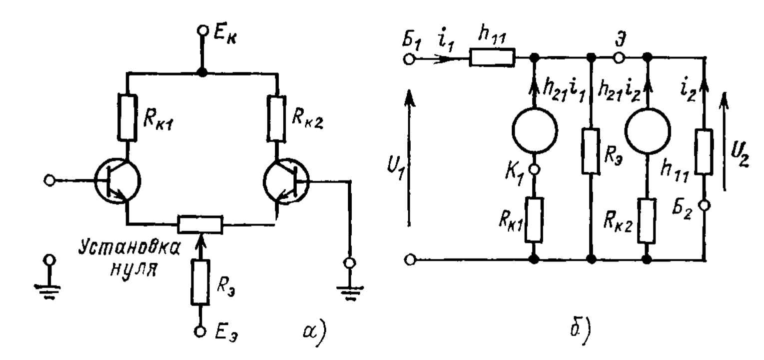


Рис. 4-36. Схема усилителя постоянного тока с симметричным соединением эмиттеров (*а*) и эквивалентная схема (*б*).

идентичные характеристики $h_{12} = 0$ и $h_{22} \ll 1/R_к$. Эквивалентная схема с учетом указанных допущений приведена на рис. 4-36, *б*.

Запишем уравнения для точек $Б_1$ и $Э$:

$$\frac{1}{h_{11}} u_1 - \frac{1}{h_{11}} u_2 = i_1, \qquad (4\text{-}38)$$

$$-\frac{1}{h_{11}} u_1 + u_2\left(\frac{2}{h_{11}} + \frac{1}{R_э}\right) = h_{21}i_1 + h_{21}i_2. \qquad (4\text{-}39)$$

Из уравнения (4-38) имеем:

$$i_1 = (u_1 - u_2)/h_{11} \text{ и } i_2 = -u_2/h_{11}.$$

Подставляя значения i_1 и i_2 в (4-39), получаем:

$$-\frac{1}{h_{11}}(1 + h_{21})u_1 + \frac{1}{h_{11}}\left(2 + 2h_{21} + \frac{h_{11}}{R_э}\right)u_2 = 0.$$

Таким образом,

$$u_2 = \frac{1 + h_{21}}{2(1 + h_{21}) + h_{11}/R_э} u_1. \qquad (4\text{-}40)$$

Так как $h_{11}/R_э \ll 2(1 + h_{21})$, $u_2 \approx u_1/2$. Входной ток равен $i_1 = u_1/(2h_{11})$ и $r_{вх} = u_1/i_1 = 2h_{11}$.

Выходное напряжение на коллекторе первого транзистора определяется соотношением

$$u_{к1} = -h_{21}R_к i_1 = -\frac{h_{21}}{2h_{11}} R_к u_1 = -\frac{g_т R_к}{2} u_1. \qquad (4\text{-}41)$$

Ток в цепи базы второго транзистора

$$i_2 = -u_2/h_{11} = -u_1/(2h_{11}),$$

Выходное напряжение на коллекторе второго транзистора находится из формулы

$$u_{К2} = h_{21} R_К i_2 = \frac{h_{21}}{2h_{11}} R_К u_1 = \frac{g_т R_К}{2} u_1. \quad (4\text{-}42)$$

Заметим, что половина входного напряжения u_1 приложена к входу транзистора, а вторая половина к резистору в цепи эмиттера $R_э$.

Пример проектирования 4-7. Требуется рассчитать схему усилителя постоянного тока с симметричным соединением эмиттеров. Коэффициент передачи тока по напряжению должен быть не менее 40. Напряжение источников питания равно ±5 В.

Транзисторы. Выбираем транзисторы типа 2N3706, имеющие $g_т$ = 30 мА/В (т. е. 30 мСм).

Сопротивление коллекторных резисторов $R_к$. Из уравнения (4-42) имеем:

$$K_U = g_т R_к / 2 = 40,$$

следовательно,

$$R_к = 2K_U / g_т = 2 \cdot 40/30 \cdot 10^{-3} = 2{,}7 \text{ кОм}.$$

Выберем напряжение на коллекторе (при входном напряжении, равном нулю) 2,5 В. Такой уровень исходного напряжения позволяет изменять напряжения на коллекторе в пределах ±2,5 В. Ток коллектора при этом

$$I_К = (U_К - E_к)/R_к = = 2{,}5/(2{,}7 \cdot 10^3) \approx 1 \text{ мА}.$$

Сопротивление резистора в цепи эмиттера

$$R_э \approx E_э/(2I_к) = = 5/(2 \cdot 10^{-3}) = 2{,}5 \text{ кОм}.$$

Выбираем стандартное значение 2,7 кОм.

Рассеиваемая мощность: $2{,}5 \cdot 1 \cdot 10^{-3}$ = 2,5 мВт, т. е. не превышает допустимой рассеиваемой мощности транзистора.

Рассчитанная схема показана на рис. 4-37.

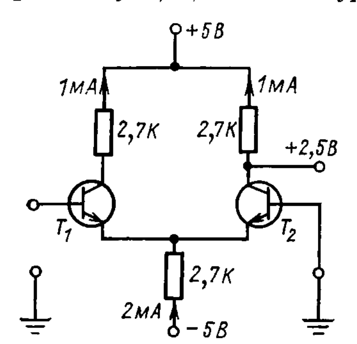


Рис. 4-37. Схема усилителя постоянного тока с симметричным соединением эмиттеров, рассчитанная в примере 4-7.

Усилитель разности. На рис. 4-38, *а* база второго транзистора не заземлена, и на нее подается второй сигнал u_2.

При этом обусловленное действием u_1 напряжение на коллекторе второго транзистора из формулы (4-42) будет равно:

$$u_{К2} = \frac{g_{т1} R_к}{2} u_1 = K_1 u_1, \quad (4\text{-}43)$$

где $K_1 = \frac{1}{2} g_{т1} R_к$ — коэффициент передачи по напряжению с базы первого транзистора на коллектор второго. Таким же образом из формулы (4-41) находим напряжение на коллекторе второго транзистора, обусловленное действием входного напряжения u_2:

$$u''_{К2} = -\frac{g_{т2} R_к}{2} u_2 = K_2 u_2, \quad (4\text{-}44)$$

где $K_2 = -\frac{1}{2} g_{т2} R_к$ — коэффициент передачи по напряжению второго транзистора.

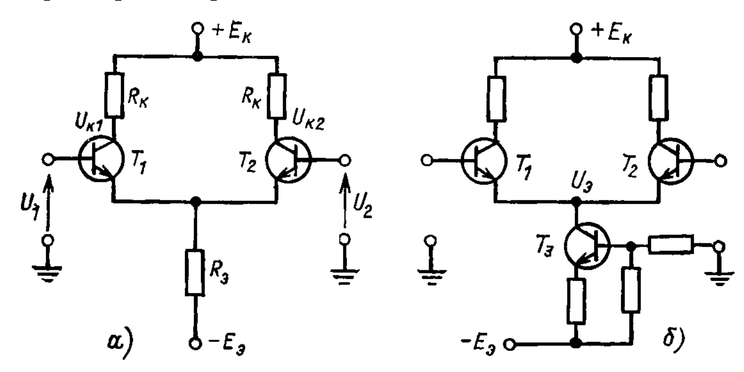


Рис. 4-38. Схема с симметричным соединением эмиттеров в качестве усилителя разности (*а*). Использование источника постоянного тока в эмиттерной цепи с целью снижения коэффициента передачи синфазного сигнала (*б*).

Складывая полученные равенства, получаем:

$$u_{К2} = \frac{g_{т1} R_к}{2} u_1 - \frac{g_{т2} R_к}{2} u_2. \quad (4\text{-}45)$$

Если $g_{т1} = g_{т2}$, то

$$u_{К2} = \frac{g_т R_к}{2} (u_1 - u_2) = K_р u_р,$$

где

$$K_р = \frac{1}{2} (K_1 - K_2) \quad (4\text{-}46)$$

— коэффициент передачи разностного усилителя;

$$u_р = u_1 - u_2 \quad (4\text{-}47)$$

— разностное входное напряжение.

Таким образом, входное напряжение является функцией разности двух входных сигналов, и если $u_1 = u_2$, то выходное напряжение равно нулю.

Действие синфазного напряжения. В реальных схемах равенство $g_{т1}$ и $g_{т2}$ не выполняется точно. Выходное напряжение является функцией не только $u_р$, но также зависит и от среднего уровня двух сигналов, называемого синфазным сигналом $u_{с.н}$:

$$u_{с.н} = (u_1 + u_2)/2. \quad (4\text{-}48)$$

Равенство (4-45) можно переписать в виде

$$u_{К2}=K_1u_1+K_2u_2, \qquad (4\text{-}49)$$

а из формул (4-47) и (4-48) имеем $u_1 = u_{с.н} + u_р/2$ и $u_2 = u_{с.н} - u_р/2$.

Подставляя значения u_1 и u_2 в (4-49), получаем:

$$u_К=u_{с.н}(K_1+K_2)+u_р(K_1-K_2)/2=K_{с.н}u_{с.н}+K_рu_р, \qquad (4\text{-}50)$$

где $K_{с.н} = K_1 + K_2$ — коэффициент передачи синфазного сигнала. Очевидно, что желательно иметь максимальный коэффициент передачи разностного сигнала и минимизировать коэффициент передачи синфазного сигнала. Показателем качества, с помощью которого можно сравнивать различные усилители, служит коэффициент подавления синфазного сигнала

$$\rho=K_р/K_{с.н}.$$

Влияние резистора $R_Э$. Если равные по величине, но противоположные по знаку сигналы подать на два входа усилителя с симметричным соединением эмиттеров, то они вызовут равные, но противоположные по направлению изменения тока эмиттера, протекающего через резистор $R_Э$. При этом напряжение на эмиттерах $U_Э$ остается неизменным и коэффициент передачи сигнала также не изменится. Если же на оба входа подать синфазные сигналы, которые имеют одинаковую полярность, их действие вызовет аддитивные изменения токов эмиттеров. При подаче на входы *n-p-n* транзисторов синфазных сигналов положительной полярности ток эмиттера $I_Э$ возрастет и напряжение $U_Э$ станет более положительным. Это приведет к уменьшению напряжения $U_{БЭ}$, которое по существу сводит на нет действие входного сигнала. Таким образом, благодаря действию отрицательной обратной связи по току коэффициент передачи усилителя для синфазных сигналов уменьшается. Из приближенного выражения для коэффициента передачи синфазных сигналов $K_{с.н} \approx -R_К/(2R_Э)$ следует, что сопротивление резистора $R_Э$ должно быть как можно больше. Однако возможности увеличения сопротивления $R_Э$ ограниченны. Дело в том, что при возрастании $R_Э$ необходимо также увеличивать $U_Э$, чтобы сохранить неизменным ток. В противном случае, если ток будет уменьшаться, это приведет к уменьшению h_{21} и, следовательно, ухудшится коэффициент подавления синфазного сигнала. Решение этой проблемы может быть обеспечено путем замены резистора $R_Э$ источником постоянного тока, как показано на рис. 4-38, *б*. Если напряжение между базой и эмиттером $U_{БЭ}$ транзистора T_3 не зависит от напряжения входных сигналов, то при заданном уровне напряжения на его коллекторе ток через него остается постоянным. Таким образом, при равных по величине входных сигналах, имеющих разную полярность, напряжение в точке соединения эмиттеров, по существу, остается неизменным, так как определяется током эмиттера $I_Э$.

Если же на входы подать положительные синфазные сигналы, то при этом ток эмиттера увеличится и начинает действовать отрицательная обратная связь. Большое динамическое сопротивление транзистора T_3 значительно уменьшает коэффициент передачи для синфазных сигналов. Кроме того, так как стоимость транзисторов оказывается ниже, чем резисторов, и их легче изготовить, такая схема используется в качестве дифференциального входного каскада во всех усилителях постоянного тока в интегральной форме.

Применение дифференциальной схемы на входе усилителя постоянного тока позволяет уменьшить дрейф нуля, поскольку источники дрейфа в основном являются синфазными. Еще одной особенностью такого входного каскада является то, что он имеет два входных зажима. Обращаясь к формулам (4-43) и (4-44), можно увидеть, что при подаче сигнала на один из входов происходит увеличение выходного сигнала в фазе с входным. Этот вход является неинвертирующим.

Дифференциальные усилители с большим коэффициентом подавления синфазного сигнала находят широкое применение в области медицинской электроники, например для измерения сигналов, возникающих при сокращении мышц. При этом два электрода воспринимают сигналы противоположной полярности, которые имеют уровень порядка нескольких микровольт, в присутствии достаточно сильных шумов. Эти сигналы подаются на вход усилителя и усиливаются им, а шумы, являющиеся синфазными сигналами, т. е. имеющими одинаковую полярность на обоих входах, в сильной степени подавляются.

4-14. УСИЛИТЕЛИ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Большинство современных усилителей, изготовляемых в интегральной или модульной форме, представляют собой усилители постоянного тока. Основной причиной разработки явилось широкое их применение в аналоговых вычислительных устройствах и в устройствах управления. Такие усилители известны под названием *операционных усилителей*. Операционные усилители изготовляются различных типов, но, конечно, нельзя надеяться на то, что какой-то из них будет полностью удовлетворять требованиям, предъявляемым к нему в какой-либо конкретной области применения. Поэтому задача разработчика систем заключается в том, чтобы выбрать наиболее подходящий тип усилителя и затем модифицировать его характеристики с помощью цепей обратной связи и внешних схемных элементов. Выбор усилителя осуществляется на основе его характеристик, которые поясняются далее.

4-15. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Идеальный операционный усилитель должен обладать бесконечно большим коэффициентом передачи, бесконечно большим входным сопротивлением и выходным сопротивлением, равным нулю. Близость указанных параметров реального усилителя к идеальным параметрам определяет точность, с которой может работать данный усилитель в аналоговых вычислительных устройствах. Перечисленные здесь и некоторые другие характеристики операционных усилителей, которые рассматриваются далее, обычно приводятся в качестве паспортных данных.

Коэффициент передачи при разомкнутой цепи обратной связи. Этот параметр представляет собой коэффициент передачи усилителя по напряжению на постоянном токе или низкой частоте при разомкнутой цепи обратной связи. Обычно он определяется в децибелах,

т. е. $20 \lg \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$, и равен примерно 90—100 дБ. Применение децибел для выражения коэффициента передачи по напряжению требует некоторого пояснения. В децибелах, как правило, выражают коэффициент передачи в виде отношения двух мощностей, т. е.

$$K_P = 10 \lg \frac{P_{вых}}{P_{вх}},$$

где $P_{вых}$ — выходная мощность системы; $P_{вх}$ — мощность на входе.

Если входную и выходную мощности выразить в виде отношений

$$P_{вх} = U_{вх}^2 / R_{вх} \quad и \quad P_{вых} = U_{вых}^2 / R_{вых},$$

то

$$K_P = 10 \lg \left(\frac{U_{вых}^2}{R_{вых}} \frac{R_{вх}}{U_{вх}^2} \right).$$

При $R_{вх} = R_{вых}$ последнее равенство записывается в виде

$$K_P = 20 \lg \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

Таким образом, для того чтобы выразить коэффициент передачи по напряжению в децибелах, необходимо предположить, что входное и выходное сопротивления схемы равны между собой.

Входное сопротивление. В паспортных данных обычно приводятся значения динамического сопротивления и шунтирующей емкости, измеренные на одном из входов при заземленном втором входном зажиме. Эти параметры определяют дифференциальное полное входное сопротивление схемы усилителя. Для усилителей на биполярных транзисторах динамическое сопротивление составляет от 300 кОм до 10 МОм, а шунтирующая емкость — около 3 пФ. Если же входной каскад усилителя выполнен на полевых транзисторах, то его входное сопротивление более 10^{11} Ом. Входное сопротивление для синфазного сигнала представляет собой динамическое сопротивление, измеряемое соединенными вместе двумя входными зажимами и землей, и имеет еще более высокое значение.

Сдвиг входного напряжения. Если заземлить один из входов усилителя, то этот параметр определяется напряжением, которое необходимо приложить ко второму входу, для того чтобы выходное напряжение стало равным нулю. Сдвиг входного напряжения приводится в паспортных данных в милливольтах при 25°С и зависит от температуры и напряжения источника питания. Температурный дрейф сдвига входного напряжения измеряется в микровольтах на 1°С и, как правило, находится в диапазоне от ±5 до ±50 мкВ/°С, хотя в усилителях постоянного тока с прерывателем может составлять 0.1 мкВ/°С. Влияние напряжения источника питания определяется отношением приращения сдвига входного напряжения к изменению напряжения источника питания, вызвавшего это приращение.

Большинство операционных усилителей с дифференциальным входным каскадом позволяют обеспечить компенсацию начального сдвига входного напряжения до нуля. Для этой цели обычно предусматривается внешний подстроечный резистор.

Сдвиг, или разность входных токов. Этот параметр представляет собой среднее значение токов, протекающих через оба входных зажима, при выходном напряжении, равном нулю, и при среднем значении входного напряжения, также равном нулю. Иными словами, сдвиг входных токов представляет собой разность двух входных токов при тех же условиях. Этот параметр имеет очень большое значение в тех случаях, когда входные сигналы подаются через резисторы с большим сопротивлением. Как и предыдущий параметр, сдвиг входных токов зависит от температуры. Его значение обычно приводится в паспортных данных в наноамперах при 25°С, а температурная зависимость дается величиной его изменения в наноамперах на 1°С.

Диапазон входных напряжений. Этот параметр определяется диапазоном напряжений на входных зажимах усилителя, при которых он сохраняет свою работоспособность в соответствии с предъявляемыми требованиями. Параметр имеет две формы. Во-первых, дифференциальное входное напряжение определяет максимальное напряжение, которое может быть приложено между двумя входными зажимами, не приводя к необратимому нарушению работоспособности усилителя. Во-вторых, диапазон входных синфазных напряжений определяет диапазон синфазных напряжений, при подаче которых усилитель сохраняет способность удовлетворительно усиливать малые дифференциальные входные сигналы.

Необходимо иметь в виду, что если на инвертирующий вход подается слишком большое напряжение, то определенные типы усилителей, охваченные глубокой обратной связью (см. гл. 6), могут изменить знак коэффициента передачи на противоположный. В результате выходное напряжение остается на одном из предельных уровней до тех пор, пока не будет выключено напряжение источника питания.

Выходное сопротивление. Выходное сопротивление усилителя представляет собой динамическое сопротивление, измеренное на выходных зажимах. Для схем на биполярных транзисторах выходное сопротивление составляет 2 кОм.

Номинальные выходные ток и напряжение. Хотя имеются образцы усилителей, которые обеспечивают на выходе достаточно большие значения тока и напряжения, все-таки большинство операционных усилителей позволяет получить на выходе напряжение ±10 В при токах от 5 до 20 мА. Эти значения определяют максимальные пределы изменения выходного напряжения, которое может быть получено без ограничения амплитуды при условии правильной исходной установки нуля. В тех случаях, когда на выходе требуется ток большего значения, применяют усилитель мощности, который может обеспечить ток до 0,5 А при напряжении ±10 В. Такой усилитель обычно изготовляется вместе с маломощным операционным усилителем и служит для него мощным выходным каскадом. Дополнительной характеристикой является ток короткого замыкания на выходе, определяющий предельный ток, который усилитель может отдавать в нагрузку при условии сохранения его работоспособности. Этот параметр измеряется при коротком замыкании выходного зажима усилителя на землю или на один из полюсов источника питания.

Частотная характеристика. Усилитель постоянного тока обеспечивает усиление очень низких частот, вплоть до нулевой, поэтому в паспортных данных приводится значение только верхней граничной частоты (рис. 4-39). Малосигнальная полоса пропускания

на уровне 3 дБ определяет частоту, на которой коэффициент передачи по напряжению при разомкнутой цепи обратной связи снижается до значения, составляющего 0,707 от значения на частоте, равного нулю. Полоса единичного усиления определяется как частота, на которой коэффициент передачи при разомкнутой цепи обратной связи снижается примерно до единицы. Ширина полосы, в которой обеспечивается полная мощность, измеряется при коэффициенте передачи замкнутой цепи обратной связи, равном единице, и показывает максимальную частоту, при которой может быть получена максимальная амплитуда выходного синусоидального сигнала без искажений.

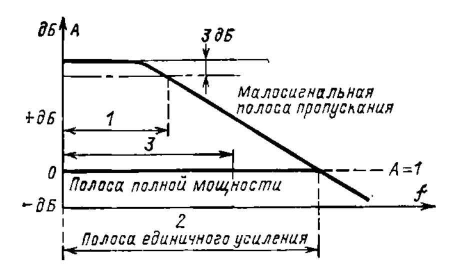


Рис. 4-39. Иллюстрация терминологии, используемой для описания частотных характеристик операционного усилителя.

Еще одним показателем, характеризующим максимальную частоту усилителя постоянного тока, является скорость нарастания выходного напряжения, которая определяет максимальную скорость изменения выходного напряжения при максимальной амплитуде выходного напряжения. Заметим, что скорость нарастания выходного напряжения не обязательно одинакова в обоих направлениях, т. е. при увеличении и уменьшении напряжения. Очевидно, что этот параметр показывает, каким образом усилитель реагирует на входной перепад напряжения большой величины.

Переходная характеристика. Кривая на рис. 4-40 имеет типовую форму и показывает, каким образом система может реагировать на скачкообразный входной сигнал. Эта кривая приведена для пояснения терминов, используемых для описания переходной характеристики усилителя.

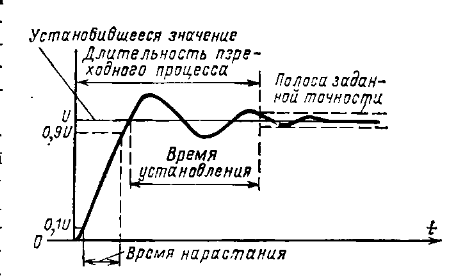


Рис. 4-40. Переходная характеристика операционного усилителя.

Время нарастания представляет собой интервал времени, в течение которого скачок напряжения на выходе усилителя изменяется от 10 до 90% установившегося значения. В некоторой степени время нарастания зависит от входного скачка напряжения. В случае большого входного скачка или когда коэффициент передачи близок к единице, выходное напряжение нарастает в соответствии со скоростью нарастания выходного напряжения, присущей данному усилителю. Затем имеет место выброс, превышающий установившееся значение, и далее напряжение быстро устанавливается. При малом входном сигнале, когда используется лишь небольшая часть выходного динамического диапазона, вид переходной характеристики определяется в основном малосигнальной полосой пропускания на уровне 3 дБ.

Длительность переходного процесса измеряется как время задержки между моментом подачи входного скачка напряжения и временем, когда выходное напряжение устанавливается с определенной точностью около своего установившегося значения.

Время установления — это интервал времени между моментом, когда выходное напряжение первый раз достигает уровня установившегося значения, и временем, когда оно с заданной точностью устанавливается около этого уровня.

Коэффициент подавления синфазных сигналов. Ранее этот параметр был определен в виде отношения коэффициента передачи дифференциального сигнала к коэффициенту передачи синфазного сигнала. С помощью этого параметра можно оценить способность усилителя подавлять синфазный сигнал. Коэффициент подавления синфазных сигналов можно определить иначе — как отношение определенного изменения синфазного входного напряжения к соответствующему изменению дифференциального входного напряжения, при котором выходное напряжение остается без изменения. Указанное отношение напряжений, как правило, выражается в децибелах.

Заметим, что в инвертирующем усилителе на входе имеет место кажущееся заземление и он способен воспринимать только малый сигнал ошибки. В этом случае синфазные сигналы не могут иметь места и говорить об их подавлении бессмысленно.

4-16. ТИПЫ И ПРИМЕНЕНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Принципиально важное значение имеют три характеристики операционного усилителя: дрейф нуля, входное сопротивление и скорость изменения выходного напряжения, или быстродействие. В общем случае любой из указанных параметров может быть улучшен за счет ухудшения других. С целью облегчения выбора интегрального или модульного усилителя для конкретного применения все операционные усилители можно разделить на четыре следующие группы: общего назначения, с высоким входным сопротивлением, с малым дрейфом и быстродействующие.

Операционные усилители общего назначения. Усилители этой группы используются в тех случаях, когда средние значения их характеристик могут удовлетворять предъявляемым требованиям. Первым усилителем общего назначения, который получил широкое распространение, был операционный усилитель типа 709. Для нормальной работы этого усилителя на входе надо было включать внешние ограничительные диоды, препятствующие подаче слишком больших напряжений. Кроме того, для обеспечения устойчивости необходимо было включать корректирующую RC-цепочку, а для ограничения тока на выходе — присоединять последовательный резистор. По этим причинам в настоящее время усилитель заменен другим, типа 741, для которого не требуются внешние схемные элементы. Операционный усилитель типа 741 может использоваться в качестве интегратора, суммирующего усилителя и других элементов с обратной связью. При подаче входного сигнала от источника с внутренним сопротивлением меньше 10 кОм операционный усилитель 741 имеет следующие характеристики: максимальный температурный дрейф сдвига входного напряжения 15 мкВ/°С; температурный дрейф

сдвига входных токов 0,5 нА/°С· входное сопротивление 6 МОм; ширина полосы пропускания около 1 МГц.

Если усилитель питается от источников напряжением ±15 В, а нагрузка на выходе более 2 кОм, то он обеспечивает коэффициент передачи по напряжению более 50 000. Однако невысокая скорость изменения выходного напряжения, около 0,5 В/мкс, часто ограничивает возможности практического применения этого недорогого усилителя.

Для сравнения приведем некоторые характеристики операционного усилителя общего назначения, выполненного на биполярных транзисторах в виде модульной конструкции: скорость нарастания выходного напряжения до 2 В/мкс, полоса единичного усиления до 2 МГц и ширина полосы, в которой обеспечивается полная мощность, 20 кГц. Скорость дрейфа имеет минимальное значение при работе в таких условиях, когда сопротивления внешних схем, присоединяемых к усилителю, не превышают 50 кОм.

Операционные усилители с высоким входным сопротивлением. Если сигнал подается от источника с большим внутренним сопротивлением (более 100 кОм), входной ток усилителя должен быть очень малым и для того, чтобы избежать перегрузок источника сигнала, входное сопротивление усилителя должно быть очень высоким. Усилители, которые удовлетворяют этому требованию, как правило, имеют во входном каскаде полевые транзисторы или варикапный мост. Такие усилители используются в качестве интеграторов высокой точности, схем блокировки и усилителей ток — напряжение. Схемы усилителей с полевыми транзисторами имеют входное сопротивление порядка 10^{12} Ом и работают с входными токами от 0,1 до 1,0 пА. Варикапные усилители работают при еще более малых токах около 0,001 нА и, кроме того, имеют низкий уровень входных шумов. Последняя характеристика позволяет использовать их для усиления сигналов от таких источников, как фотоумножители и детекторы радиации, когда возможность усиления очень слабых сигналов имеет первостепенное значение. Полоса пропускания варикапных усилителей, однако, ограничена пределом около 2 кГц при коэффициенте передачи, равном единице, и 7 Гц при полной мощности.

Операционные усилители с малым дрейфом. Для усиления слабых сигналов и для интегрирования с высокой степенью точности очень важно, чтобы влияние сдвига входных напряжения и тока было минимальным. При выборе усилителя для указанных областей применения также важно учесть влияние сопротивления источников сигнала.

Отношение дрейфа сдвига входного напряжения к дрейфу сдвига тока дает в результате сопротивление. Если это сопротивление больше, чем сопротивление источника сигнала, то дрейф будет обусловлен главным образом сдвигом входного напряжения самого усилителя. Если же это сопротивление меньше сопротивления источника сигнала, то падение напряжения на сопротивлении источника за счет сдвига входного тока, протекающего через него, будет значительным. В этом случае основная часть дрейфа усилителя будет обусловлена дрейфом тока.

Усилители с малым уровнем дрейфа могут изготовляться на биполярных и полевых транзисторах, а также с использованием прерывателя. Усилитель с прерывателем является самым лучшим, но и наиболее дорогим. Он обладает небольшим дрейфом сдвига входного напряжения и высоким коэффициентом передачи при разомкнутой обратной связи. Усилитель с прерывателем, как правило, имеет только одиночный (несимметричный) вход, и поэтому его можно использовать лишь в качестве инвертирующего усилителя.

Операционные усилители с высоким быстродействием. К четвертой группе относятся операционные усилители, при разработке которых главное внимание уделяется получению как можно более широкой полосы пропускания. В общем случае к этой группе относят усилители, имеющие полосу единичного усиления более 10 МГц.

Областью наиболее широкого применения быстродействующих операционных усилителей являются цифро-аналоговые преобразователи, в которых скорость преобразования ограничена тем, насколько быстро усилитель способен реагировать на входные сигналы. Способность усилителя к быстрой реакции на входной сигнал определяется не только его полосой пропускания, но также скоростью нарастания выходного напряжения и временем установления. Поэтому выбор операционного усилителя для такой области применения должен осуществляться на основе всех трех указанных параметров, а не какого-либо одного из них.

Следует помнить, что скорость нарастания выходного напряжения в некоторой степени зависит от емкости конденсаторов, используемых для стабилизации. Так как конденсаторы часто имеют различную величину для инвертирующего и неинвертирующего режима, необходимо учитывать два значения скорости нарастания выходного напряжения. Кроме того, скорость нарастания выходного напряжения зависит от действующего значения коэффициента передачи при замкнутой цепи обратной связи и, следовательно, необязательно будет одинакова в моменты начала и окончания импульсного сигнала.

Вопрос о времени установления также не является совсем простым, поскольку не существует стандартного определения этого параметра, обязательного для всех. Иногда время установления определяют таким образом, что оно является лишь частью времени установления, приводимого в других источниках. Усилители с малым временем используются в системах преобразования высокой точности. Точность таких систем может быть порядка 0,1% (10 двоичных единиц) или 0,02% (12 двоичных единиц). Для усилителя с выходным напряжением, меняющимся в пределах ±10 В, это соответствует ошибке 10 и 2 мВ и, следовательно, напряжение шумов в системе не должно превышать этих значений. В заключение заметим, что ошибка тем меньше, чем больший коэффициент передачи имеет система при замкнутой обратной связи. Например, для того чтобы выходное напряжение неинвертирующего усилителя устанавливалось с точностью ±0,01%, усилитель должен иметь коэффициент передачи более 10 000.

Глава пятая

РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Резонансные усилители применяют в тех случаях, когда требуется усиливать высокочастотные сигналы на одной частоте или в определенной полосе частот и подавлять все остальные. Эта кате-

гория усилителей охватывает диапазон частот от 150 кГц до 50 МГц. Избирательность усилителей обеспечивается путем применения LC-фильтров, которые имеют резонанс на требуемой частоте и имеют на этой частоте большое сопротивление, являющееся нагрузкой усилителя. Важнейшими характеристиками резонансного усилителя являются его усиление на резонансной частоте, изменение усиления при расстройке частоты около резонанса и способ изменения усиления при перестройке частоты.

5-1. СХЕМА С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСОМ

На рис. 5-1, *а* показана схема параллельного контура, который имеет в своем составе индуктивность L, обладающую активным сопротивлением r, и параллельно подключенную емкость C. Резонанс в такой схеме имеет место при равенстве индуктивного и емкостного реактивных сопротивлений, т. е. когда

$$\omega_0 L = 1/(\omega_0 C),$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Отсюда резонансная частота определяется соотношением

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \qquad (5\text{-}1)$$

а добротность контура равна

$$Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{\omega_0 C r} = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}}. \qquad (5\text{-}2)$$

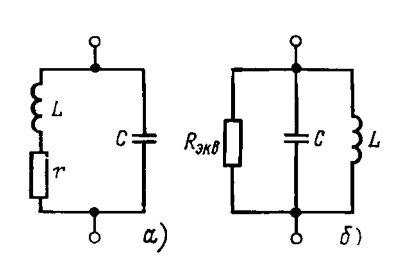


Рис. 5-1. Схема параллельного контура с последовательным (*а*) и параллельным (*б*) включением активного сопротивления.

Полное сопротивление параллельного контура можно записать в виде

$$Z(j\omega) = \frac{(r + j\omega L)}{j\omega C}\,\frac{1}{r + j(\omega L - 1/(\omega C))}, \qquad (5\text{-}3)$$

или, если $r \ll \omega L$,

$$Z(j\omega) = \frac{L/C}{r + j(\omega L - 1/(\omega C))}.$$

При резонансе, когда $\omega_0 L = 1/(\omega_0 C)$,

$$Z = L/(Cr) = R_д. \qquad (5\text{-}4)$$

Таким образом, сопротивление контура при резонансе имеет чисто резистивный характер и его называют динамическим сопротивлением $R_д$. Схему параллельного контура на рис. 5-1, *а* можно преобразовать к виду, показанному на рис. 5-1, *б*, где активное сопротивление $R_{экв}$ подключено параллельно индуктивности и емкости. Эти две схемы эквивалентны, и для резонансной частоты выполняется равенство

$$R_{экв} = L/(Cr),$$

откуда имеем:

$$r = L/(CR_{экв}).$$

Подставляя последнее соотношение в (5-2), получаем:

$$Q = \frac{R_{экв}}{\omega_0 L} = \omega_0 C R_{экв} = R_{экв}\sqrt{\frac{C}{L}}. \qquad (5\text{-}5)$$

5-2. ОДНОКОНТУРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Упрощенная схема одноконтурного резонансного усилителя на полевом транзисторе показана на рис. 5-2, *а*. В этой схеме разделительный конденсатор $C_р$ служит для того, чтобы постоянное напряжение со стока транзистора T_1 не подавалось на затвор транзистора T_2.

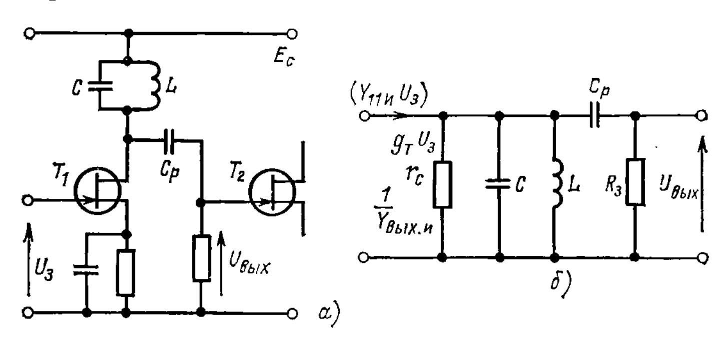


Рис. 5-2. Одноконтурный усилитель на полевом транзисторе (*а*) и его эквивалентная схема (*б*).

Эквивалентная схема одноконтурного усилителя приведена на рис. 5-2, *б*. В эквивалентной схеме емкость C представляет собой полную емкость, которая включает входную емкость второго транзистора и паразитные емкости, которые вместе с входным сопротивлением $R_з$ транзистора T_2 включены параллельно с резонансным контуром. Разделительная емкость $C_р$ выбирается таким образом, чтобы в диапазоне рабочих частот усилителя ее реактивное сопротивление было пренебрежимо малым и она не оказывала влияния на резонансную частоту контура.

Рис. 5-3. Упрощенная эквивалентная схема одноконтурного усилителя, показанного на рис. 5-2.

Принципы проектирования. Из эквивалентной схемы видно, что сопротивление стока r_c полевого транзистора подключено параллельно резонансному контуру. Чтобы не вносить большого затухания в контур, необходимо выбирать транзистор с большим сопротивлением r_c. Так как сопротивление нагрузки будет большим, в схеме можно получить значительное усиление. В связи с этим могут возникнуть трудности, обусловленные действием обратной связи. Следовательно, для того чтобы исключить возможную не-

устойчивость схемы, важно иметь малую емкость между стоком и затвором транзистора.

На рис. 5-3 показана преобразованная эквивалентная схема, на которой сопротивление R представляет собой полное активное сопротивление всей схемы, включая сопротивление стока r_c транзистора T_1, входное сопротивление транзистора T_2 и эквивалентное сопротивление потерь в индуктивности и емкости.

Полное сопротивление схемы теперь можно переписать в виде

$$Z(j\omega)=\frac{LR/C}{L/C+j(\omega LR-R/(\omega C))}. \quad (5\text{-}6)$$

Обозначим через d затухание, которое является обратной величиной добротности, тогда

$$d=\frac{1}{Q}=\frac{1}{\omega_0 CR}=\frac{\omega_0 L}{R}=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Из формулы (5-6) получаем:

$$Z(j\omega)=R\left\{\frac{\frac{1}{R^2}\frac{L}{C}}{\frac{1}{R^2}\frac{L}{C}+j\left[\frac{\omega L}{R}-\frac{1}{\omega CR}\right]}\right\}=$$

$$=R\left[\frac{d^2}{d^2+jd\left(\frac{\omega LR}{\omega_0 LR}-\frac{\omega_0 CR}{\omega CR}\right)}\right],$$

следовательно,

$$Z=R\left[\frac{d}{d+j(f/f_0-f_0/f)}\right], \quad (5\text{-}7)$$

где f_0 — резонансная частота, а f — любая другая частота.

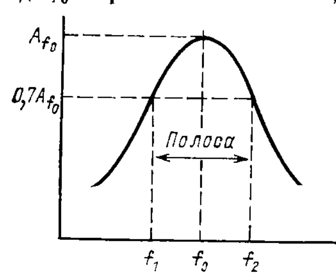


Рис. 5-4. Амплитудная характеристика одноконтурного резонансного усилителя.

Коэффициент передачи схемы от затвора транзистора T_1 до затвора транзистора T_2 равен $g_T Z$ и имеет максимальное значение на резонансной частоте, когда $Z=R$. На частотах, отличных от резонансной, полное сопротивление становится меньше и коэффициент передачи уменьшается (рис. 5-4). Как и ранее, полоса пропускания определяется интервалом между двумя частотами, на которых коэффициент передачи снижается на 3 дБ, или в $1/\sqrt{2}$ раз, относительно своего значения на резонансной частоте. Из уравнения (5-7) следует, что это будет иметь место на частотах, удовлетворяющих условию $f/f_0-f_0/f=\pm d$.

Если усилитель имеет малое затухание, то частоты f будут близки к резонансной частоте f_0 и коэффициент передачи будет уменьшаться на 3 дБ, когда $(f^2-f_0^2)/f_0^2\approx d$ или $\frac{f-f_0}{f_0}\,\frac{f+f_0}{f_0}\approx d$.

Хорошее приближение дает формула $(f+f_0)/f_0=2$. Тогда, обозначая $\Delta f_0=f-f_0$, будем иметь:

$$2\Delta f_0/f_0=d \quad \text{и} \quad \Delta f_0=f_0 d/2.$$

Таким образом, коэффициент передачи снижается на 3 дБ на двух частотах:

$$f_1=f_0-f_0 d/2 \quad \text{и} \quad f_2=f_0+f_0 d/2. \quad (5\text{-}8)$$

Из этих выражений получаем:

$$d=(f_2-f_1)/f_0=B/f_0,$$

где B — полоса пропускания.

Так как

$$d=1/(2\pi f_0 RC),$$

то

$$B=1/(2\pi RC)=f_0/Q. \quad (5\text{-}9)$$

В любой схеме произведение полосы пропускания на коэффициент передачи есть величина постоянная. Если происходит увеличение полосы пропускания, то обязательно при этом снижается усиление, и наоборот. В случае одноконтурного усилительного каскада, в котором коэффициент передачи равен $g_T Z$ (или $g_T R$ на частоте резонанса), произведение полосы пропускания на коэффициент передачи в герцах определяется формулой

$$KB=g_T/(2\pi C). \quad (5\text{-}10)$$

Основные этапы проектирования одноконтурного усилителя следующие:

1. Выбрать подходящую рабочую точку транзистора и определить сопротивление резистора в цепи истока $R_и$.
2. Определить емкость конденсатора, шунтирующего резистор $R_и$.
3. Для заданного коэффициента усиления определить необходимое значение R.
4. Подставить полученное значение R в формулу (5-9) и найти емкость, которая необходима для получения заданной полосы пропускания. Из этой величины вычесть суммарную паразитную емкость, в результате чего получим емкость конденсатора резонансного контура.
5. Зная емкость, из формулы (5-1) определить индуктивность L, при которой будет обеспечена заданная резонансная частота контура.
6. Вычислить динамическое сопротивление контура и определить, какое шунтирующее сопротивление требуется для того, чтобы обеспечить соответствующее сопротивление $R_{действ}$, которое было найдено в п. 1. При этом предполагается, что омическое сопротивление индуктивности является типовым.

Пример проектирования 5-1. Требуется рассчитать усилитель с коэффициентом передачи, равным 100 на частоте 200 кГц. Полоса пропускания должна быть 10 кГц. Напряжение источника питания 8 В.

Рабочая точка. Если пренебречь омическим сопротивлением катушки, которое, как правило, очень невелико, то напряжение

покоя на истоке транзистора будет равно напряжению источника питания $E_c = 8$ В. Выберем рабочую точку полевого транзистора при $U_{СИ} = 8$ В, $I_С = 2$ мА и $U_{ЗИ} = -1$ В. В этой точке $g_т = 2$ мСм и $r_c = 200$ кОм. Тогда сопротивление резистора в цепи источника равно:

$$R_и = U_{ЗИ}/I_С = 1/(2 \cdot 10^{-3}) = 500 \text{ Ом}.$$

На заданной рабочей частоте 200 кГц конденсатор емкостью 0,1 мкФ будет иметь сопротивление менее 1 Ом, поэтому его вполне можно использовать для развязки резистора $R_и$.

Действующее сопротивление контура. $R_{действ} = K/g_т = 100/(2 \cdot 10^{-3}) = 50$ кОм.

Из формулы (5-9) следует, что

$$B = 1/(2\pi RC) = 10 \text{ кГц},$$

тогда

$$C = 10^{-6}/(2\pi \cdot 50 \cdot 10) = 318 \text{ пФ}.$$

Будем считать, что суммарная паразитная емкость схемы составляет 28 пФ, тогда емкость конденсатора контура равна 290 пФ. Из формулы (5-1) находим индуктивность контура:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} = \frac{1}{40 \cdot 4 \cdot 10^{10} \cdot 290 \cdot 10^{-12}} \approx 2 \text{ мГн}.$$

Если принять омическое сопротивление типовой катушки равным 30 Ом, то динамическое сопротивление контура найдем из формулы (5-4):

$$R_д = L/(Cr) = 2 \cdot 10^{-3}/(290 \cdot 10^{-12} \cdot 30) = 230 \text{ кОм},$$

которое, как видно из эквивалентной схемы на рис. 5-2, *б*, соединено параллельно с r_c и $R_з$. Если выбрать $R_з = 1$ МОм, то при $r_c = 200$ кОм действующее сопротивление приблизительно равно 97 кОм. Чтобы удовлетворить заданным требованиям по усилению и полосе пропускания, ранее было получено, что $R_{действ} = 50$ кОм. Следовательно, контур необходимо шунтировать резистором, сопротивление которого

$$1/R = 1/(50 \cdot 10^3) - 1/(97 \cdot 10^3),$$

откуда $R \approx 112$ кОм.

Выбираем стандартное значение, равное 110 кОм.

Рис. 5-5. Схема резонансного усилителя, рассчитанная в примере 5-1.

Разделительный конденсатор. Этот конденсатор необходим только для того, чтобы постоянное напряжение, которое имеется на стоке транзистора T_1, не прикладывалось к затвору транзистора T_2. Реактивное сопротивление разделительного конденсатора должно быть настолько малым, чтобы на рабочей частоте усилителя им можно было пренебречь. Этому требованию вполне удовлетворяет конденсатор емкостью 0,001 мкФ. Окончательная схема усилителя показана на рис. 5-5.

5-3. РЕЗОНАНСНЫЙ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ПОСТОЯННОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬЮ [37]

В перестраиваемых высокочастотных усилителях обычно требуется, чтобы избирательность оставалась неизменной во всем диапазоне перестройки.

Резонансную частоту контура можно перестраивать путем изменения индуктивности или емкости. Индуктивность изменяют, регулируя положение сердечника из карбонильного железа внутри катушки. Такой способ позволяет обеспечить меньшее изменение избирательности и усиления по всем диапазоне перестройки по сравнению с перестройкой с помощью переменного конденсатора. Однако способ перестройки с помощью магнитного сердечника является более дорогим и сложным при его практической реализации. Поэтому на практике наиболее широко применяется способ перестройки с помощью переменного конденсатора. Чтобы при этом обеспечить постоянную избирательность в диапазоне перестройки, требуется разрабатывать специальные схемы.

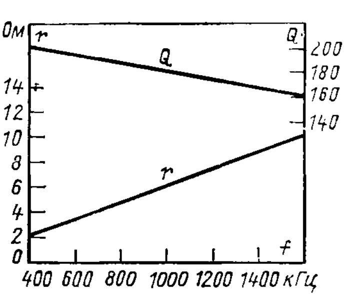


Рис. 5-6. Зависимость омического сопротивления и добротности катушки от частоты.

Принципы проектирования. Полоса пропускания параллельного контура определяется формулой (5-9):

$$B = f_0/Q.$$

Чтобы избирательность была постоянной, при перестройке не должна изменяться полоса пропускания усилителя и, следовательно, добротность Q должна быть пропорциональна частоте f_0. Так как $Q = \omega L/r$, для фиксированной индуктивности, имеющей заданное омическое сопротивление, добротность Q пропорциональна частоте f_0. В самом деле, с повышением частоты сопротивление катушки, особенно с железным сердечником, также увеличивается, а добротность уменьшается, как показано на рис. 5-6. Отсюда следует, что необходимо использовать такую схему, омическое сопротивление которой уменьшается с частотой. Если подобное сопротивление добавляется к сопротивлению катушки то полное сопротивление не будет изменяться с частотой.

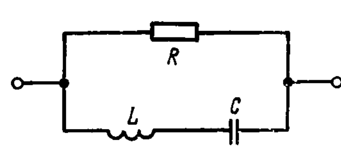


Рис. 5-7. Схема контура, позволяющая получить постоянную избирательность в перестраиваемых усилителях.

На рис. 5-6 сопротивление r возрастает от 2 до 10 Ом с увеличением частоты от 400 до 1600 кГц, следовательно, необходимо

иметь такую схему, сопротивление которой снижалось бы от 8 Ом до нуля в том же диапазоне частот. Тогда суммарное сопротивление при перестройке осталось бы неизменным и равным 10 Ом. Описанный метод имеет недостаток, который состоит в ухудшении характеристик схемы на низких частотах. Но этот недостаток компенсируется простотой схемы, которая показана на рис. 5-7. Обозначим реактивное сопротивление ветви контура, содержащей L и C, через X, тогда полное сопротивление цепи равно:

$$Z = jRX/(R + jX) = (RX^2 + jR^2X)/(R^2 + X^2).$$

Выделим резистивную и реактивную составляющие полного сопротивления:

$$R_1 = RX^2/(R^2 + X^2); \tag{5-11}$$

$$X_1 = R^2X/(R^2 + X^2). \tag{5-12}$$

Индуктивность L и емкость C можно выбрать таким образом, чтобы на наивысшей рабочей частоте диапазона реактивное сопротивление было равно нулю. Тогда, как это видно из формулы (5-11), резистивная составляющая R_1 также будет равна нулю. С уменьшением частоты реактивное сопротивление X возрастет, следовательно, возрастет и резистивная составляющая R_1.

Таким образом, рассмотренная цепочка имеет требуемые характеристики и в схеме резонансного усилителя используется с последовательно включенной индуктивностью. Реактивная составляющая полного сопротивления, как правило, невелика по сравнению с реактивным сопротивлением катушки и ею можно пренебречь.

Реактивное сопротивление ветви схемы, содержащей индуктивность и емкость, равно:

$$jX = j\omega L - \frac{1}{j\omega C} = j\omega L\,(1 - 1/(\omega^2 LC)). \tag{5-13}$$

Но из формулы (5-11) следует, что при $X = 0$ $R_1 = 0$. Тогда

$$\omega_0 L = 1/(\omega_0 C) \quad \text{и} \quad \omega_0^2 LC = 1,$$

следовательно,

$$jX = j\omega L\left(1 - \frac{\omega_0^2 LC}{\omega^2 LC}\right) \quad \text{и} \quad X = \omega L\,(1 - f_0^2/f^2). \tag{5-14}$$

Подставляя (5-14) в (5-11), будем иметь:

$$R_1 = \frac{R\,\{\omega L\,[1 - (f_0^2/f)]\}^2}{R^2 - \{\omega L\,[1 - (f_0^2/f^2)]\}^2}. \tag{5-15}$$

Решая относительно L, получаем:

$$L^2 = \frac{R_1 R^2}{\omega^2 (R - R_1)(1 - f_0^2/f^2)^2}. \tag{5-16}$$

Неизвестные величины L, C и R вычисляются с помощью полученных формул путем определения R_1 по данным графика на рис. 5-6 на трех различных частотах.

Основные этапы проектирования резонансного перестраиваемого усилителя следующие:

1. Определить условия работы каскада по постоянному току, как это делалось в примере 5-1.
2. Вычислить максимальную и минимальную емкости переменного конденсатора и схемы, а затем определить индуктивность, которая необходима для перекрытия заданного диапазона частот.
3. Экспериментально определить омическое сопротивление катушки в заданном диапазоне частот и построить график по типу, показанному на рис. 5-6.
4. Выбрать три частоты, на которых предполагается осуществлять компенсацию избирательности. Для двух более низких частот найти сопротивления резистора R_1, которые необходимы для получения полного сопротивления, в каждом случае равного сопротивлению катушки на самой высокой частоте.
5. Полученные значения R_1 подставить в формулы (5-15) и (5-16) и определить L, C и R схемы компенсации избирательности.

Пример проектирования 5-2. Требуется рассчитать усилительный каскад, перекрывающий диапазон частот от 540 до 1600 кГц, с постоянной избирательностью в диапазоне перестройки.

Режим работы полевого транзистора по постоянному току был рассчитан в примере 5-1.

Перестраиваемая схема. Изменение емкости типового переменного конденсатора с учетом паразитных емкостей находится в пределах приблизительно от 50 до 550 пФ. Такие пределы изменения емкости совместно с индуктивностью 160 мкГн обеспечивают перекрытие диапазона частот от 540 до 1800 кГц, которое вполне удовлетворяет заданным условиям.

Рис. 5-8. Схема перестраиваемого каскада с постоянной избирательностью, рассчитанная в примере 5-2.

Если омическое сопротивление катушки изменяется с частотой так, как показано на рис. 5-6, то на частоте 1600 кГц $r = 10$ Ом и $Q = 160$. Схема компенсации должна иметь такую резистивную составляющую полного сопротивления, чтобы действующее значение $R = 10$ Ом и добротность $Q = 160$ сохранялись во всем диапазоне перестройки. В действительности такое положение будет обеспечиваться точно лишь на трех выбранных частотах, а между ними будет иметь место небольшая ошибка. Выберем эти частоты равными 600, 1100 и 1600 кГц.

На частоте 600 кГц $r = 3{,}4$ Ом и $R_1 = 6{,}6$ Ом; на частоте 1100 кГц $r = 6{,}7$ Ом и $R_1 = 3{,}3$ Ом; на частоте 1600 кГц $r = 10$ Ом и $R_1 = 0$. Последнее условие получено для резонансной частоты, так как $f_0 = 1600$ кГц.

Для $f = 1100$ кГц $R_1 = 3{,}3$ Ом и $f_0^2/f^2 = 2{,}11$.

Подставляя эти значения в формулу (5-16), получаем:

$$L^2 = 3{,}3R^2 \cdot 10^{-12}/(59{,}5R - 196{,}4). \tag{5-17}$$

Для $f = 600$ кГц $R_1 = 6,6$ Ом. $\omega L = 3768 \cdot 10^3\ L$ и $f_0^2/f^2 = 7,1$, следовательно,

$$[\omega L (1 - f_0^2/f^2)]^2 = 37,2\omega^2 L^2 = 1768 R^2/(59,5R - 196,4). \qquad (5\text{-}18)$$

Подставляя полученное выражение в (5-15) и решая относительно R, находим $R = 7,5$ Ом. Далее по формуле (5-17) находим $L = 0,86$ мкГн, а на резонансной частоте 1600 кГц определяем емкость: $C = 1/(\omega_0^2 L) = 0,01135$ мкФ.

Окончательная схема усилителя показана на рис. 5-8. В этой схеме переменный конденсатор присоединен между стоком и землей, а не параллельно катушке и компенсирующей цепочке. На частоте сигнала эти включения конденсатора являются эквивалентными, но заземление конденсатора позволяет устранить влияние емкости руки оператора в процессе настройки.

5-4. КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ОДНОКОНТУРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Показателем качества усилительного каскада, позволяющим сравнить различные схемы усилителей, является произведение коэффициента усиления на полосу пропускания. Для данной схемы каскада это произведение постоянно. Поэтому полосу пропускания можно увеличить только за счет снижения коэффициента передачи. На частотах, которые применяются для радиовещания, это не накладывает слишком больших ограничений, так как используемая здесь полоса частот, как правило, не превышает 10 кГц и по соображениям устойчивости коэффициент усиления одного каскада редко выбирается более 150.

На более высоких частотах иногда требуется иметь полосу порядка нескольких мегагерц, и в этом случае усиление на один каскад будет ограничено. Для получения заданного коэффициента передачи часто бывает необходимо применять многокаскадные усилители. В случае многокаскадного усилителя, состоящего из нескольких соединенных последовательно одинаковых каскадов, показателем качества уже нельзя считать произведение общего коэффициента передачи в степени $1/n$ и общей полосы пропускания, где n — число каскадов усилителя [36]. С увеличением числа каскадов общая полоса пропускания уменьшается. Приближенно эту зависимость можно выразить следующим соотношением:

$$B_n = B/(1,2\sqrt{n}), \qquad (5\text{-}19)$$

где B — полоса пропускания одного каскада; B_n — полоса пропускания n-каскадного усилителя.

Произведение коэффициента передачи на полосу пропускания многокаскадного усилителя теперь запишется в виде

$$K^{1/n} B_n = \frac{g_т}{2\pi C} \frac{1}{1,2\sqrt{n}}, \qquad (5\text{-}20)$$

откуда

$$B_n = \frac{g_т}{2\pi C} \frac{1}{1,2\sqrt{n}} \frac{1}{K^{1/n}}. \qquad (5\text{-}21)$$

Дифференцируя (5-21) по n и приравнивая нулю, получаем, что полоса пропускания будет максимальна при $n = 2 \ln K$. Следовательно,

$$K = e^{n/2} \quad и \quad K^{1/n} = e^{1/2} = 1,65.$$

Это означает, что для данного типа усилителя при заданном общем коэффициенте передачи максимальная ширина полосы пропускания получается в том случае, когда коэффициент передачи отдельного каскада равен 1,65 (или 4,34 дБ).

Например, используя схему резонансного усилителя на полевом транзисторе, рассчитанную в примере 5-1, необходимо на частоте 30 МГц обеспечить общий коэффициент передачи 70 дБ при максимальной полосе пропускания.

Если предположить, как и ранее, что паразитная емкость схемы равна 28 пФ, то при индуктивности 1мкГн в контуре не надо иметь специального конденсатора. Число каскадов $n = 70/4,34 = 16$; $K^{1/n} B_n = \frac{g_т}{2\pi C} \frac{1}{1,2\sqrt{n}} = 2,36$ МГц. Следовательно, полоса пропускания равна $B_n = 2,36/1,65 = 1,43$ МГц.

Увеличение числа каскадов свыше 16 приведет к уменьшению полосы пропускания. Приведенный пример показывает, насколько важно при проектировании многокаскадных резонансных усилителей учитывать произведение коэффициента передачи на полосу пропускания. Однако в случае применения полевых транзисторов можно получить то же произведение коэффициента передачи на полосу пропускания при значительно меньшем числе каскадов. Например, широкополосный полевой транзистор типа BFS28 имеет $g_т = 12$ мСм. Произведение коэффициента передачи на полосу пропускания равно $g_т/(2\pi C)$, поэтому данный транзистор в отдельном каскаде может обеспечить произведение 68 МГц, а для получения того же результата, что и в приведенном выше примере, потребуется лишь три каскада. Действительно, общий коэффициент передачи равен 70 дБ или 3162, следовательно, при трехкаскадном усилителе коэффициент передачи на один каскад равен $\sqrt[3]{3162} \approx 15$. Полоса пропускания отдельного каскада равна $68/15 = 4,53$ МГц, а полоса пропускания трехкаскадного усилителя

$$B_n = 4,53/(1,2\sqrt{3}) = 2,2 \text{ МГц}.$$

5-5. УСИЛИТЕЛИ С РАССТРОЕННЫМИ КОНТУРАМИ

Полное сопротивление параллельного резонансного контура было определено в виде (5-7)

$$Z = \frac{Rd}{d + j(f/f_0 - f_0/f)}.$$

Так как $f/f_0 - f_0/f \approx 2(f - f_0)/f_0$ и $d = B/f_0$, то $Z = R\frac{B/2}{B/2 + jx}$, где $x = f - f_0$ — величина расстройки.

Далее, полагая $B = 2$, получаем:

$$Z/R = 1/(1 + jx) \qquad (5\text{-}22)$$

или по модулю

$$\left|\frac{Z}{R}\right| = \frac{1}{\sqrt{(1+x^2)}}. \qquad (5\text{-}23)$$

Это уравнение представляет собой нормализованную кривую избирательности (рис. 5-9). Из него можно получить частотную характеристику любого параллельного контура.

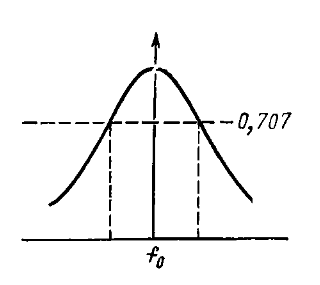


Рис. 5-9. Нормализованная кривая избирательности.

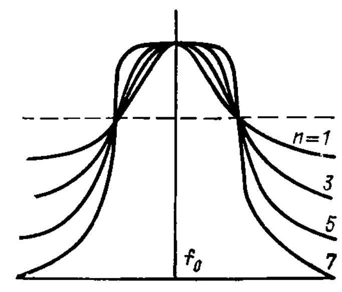


Рис. 5-10. Изменение формы кривой избирательности в зависимости от n.

Формулу (5-23) можно записать в виде

$$\left|\frac{Z}{R}\right| = \frac{1}{\sqrt{(1+x^{2n})}}.$$

Следовательно, нормализованная характеристика избирательности является частным случаем при $n = 1$. Таким образом, форма характеристики меняется при изменении числа каскадов n, как показано на рис. 5-10. С увеличением n полоса пропускания на уровне 3 дБ остается неизменной, вершина кривой становится более плоской, а сама кривая спадает более круто.

Таблица 5-1

Применение расстроенных каскадов для построения многокаскадного усилителя с полосой пропускания B на частоте f_0

n	Необходимые одноконтурные каскады
2	Два каскада на частоте $f_0 \pm 0{,}35\ B$ при $b = 0{,}71\ B$
3	Два каскада на частоте $f_0 \pm 0{,}43\ B$ при $b = 0{,}5\ B$
	Один каскад на частоте f_0 при $b = B$
4	Два каскада на частоте $f_0 \pm 0{,}46\ B$ при $b = 0{,}38\ B$
	Два каскада на частоте $f_0 \pm 0{,}19\ B$ при $b = 0{,}92\ B$
5	Два каскада на частоте $f_0 \pm 0{,}48\ B$ при $b = 0{,}31\ B$
	Два каскада на частоте $f_0 \pm 0{,}29\ B$ при $b = 0{,}81\ B$
	Один каскад на частоте f_0 при $b = B$

Можно показать [36] что каждую из этих характеристик можно синтезировать с помощью нескольких расстроенных резонансных каскадов, как показано в табл. 5-1, где через b обозначена полоса пропускания отдельного каскада.

Необходимо отметить, что полоса пропускания отдельного каскада в большинстве случаев меньше по сравнению с полосой всего многокаскадного усилителя. Следовательно, усилитель с расстроенными контурами может обеспечить большее произведение коэффициента передачи на полосу, чем при каскадном соединении усилителей с одинаково настроенными контурами. По этой причине, а также благодаря крутому спаду кривой избирательности схемы усилителей с расстроенными контурами находят применение на практике.

Пример проектирования 5-3. Требуется рассчитать усилитель с характеристикой избирательности, имеющей форму $\frac{1}{\sqrt{1+x^6}}$ ($n = 3$) на частоте 50 МГц, с полосой пропускания 6 МГц и коэффициентом передачи 60 дБ.

Из табл. 5-1 для $n = 3$ находим характеристики каскадов: 1) каскад на частоте 50 МГц с полосой $b = 6$ МГц; 2) каскад на частоте $f_0 + 0{,}43B = 52{,}78$ МГц с полосой $b = 3$ МГц; 3) каскад на частоте $f - 0{,}43B = 47{,}22$ МГц с полосой $b = 3$ МГц.

Коэффициент передачи одного каскада равен 10 или 20 дБ.

Произведение коэффициента передачи на полосу пропускания для первого каскада равно 60 МГц, а для второго и третьего — 30 МГц. Произведение коэффициента передачи на полосу определяется по формуле (5-10)

$$KB = g_т/(2\pi C)$$

и является наибольшим для первого каскада. Следовательно, полагая, как и ранее, емкость равной 28 пФ, найдем требуемое значение крутизны:

$$g_т = 60 \cdot 10^6 \cdot 2\pi \cdot 28 \cdot 10^{-12} = 10{,}5 \text{ мСм}.$$

Таким образом, можно использовать транзисторы, имеющие крутизну характеристики 12 мСм. Детальная схема каждого из каскадов имеет такой же вид, что и в примере 5-1.

5-6. ДВУХКОНТУРНЫЕ СХЕМЫ

Двухконтурные схемы применяются в тех случаях, когда требуется передать полосу частот относительно центральной фиксированной частоты. Связь между двумя контурами может быть индуктивной, емкостной или комбинированной, т. е. индуктивно-емкостной. Наиболее широко применяется индуктивная связь между контурами, например, в блоках промежуточной частоты супергетеродинных радиоприемников. Поэтому далее будут рассмотрены двухконтурные схемы только с индуктивной связью.

Схемы с индуктивной связью. Схему с индуктивной связью можно представить в виде эквивалентной схемы на рис. 5-11, где Z_1 — полное сопротивление первого контура, Z_2 — полное сопротивление второго контура, а $M = k\sqrt{L_1 L_2}$ — взаимная индуктив-

ность между ними. Такую схему можно описать следующими характеристиками:

сопротивление связи между вторым и первым контуром

$$Z_{21}=(\omega M)^2/Z_2; \tag{5-24}$$

полное эквивалентное сопротивление первого контура

$$Z_1'=Z_1+(\omega M)^2/Z_2; \tag{5-25}$$

ток в первом контуре

$$I_1=\frac{U}{Z_1+(\omega M)^2/Z_2}; \tag{5-26}$$

напряжение, наведенное во втором контуре,

$$U_2=-j\omega MI_1; \tag{5-27}$$

ток во втором контуре

$$I_2=-\frac{j\omega MI_1}{Z_2}=-\frac{j\omega MU}{Z_1Z_2+(\omega M)^2}. \tag{5-28}$$

Если взаимная индуктивность невелика, то при большом сопротивлении второго контура Z_2 сопротивление связи будет малым. При этих условиях ток в первом контуре будет почти таким же, как при отсутствии тока во втором контуре. Если же взаимная индуктивность больше, а сопротивление второго контура Z_2 мало, то сопротивление связи будет большим. Если сопротивление Z_2 имеет реактивный характер с определенным фазовым углом, сопротивление связи имеет тот же самый фазовый угол, но с противоположным знаком. Если сопротивление Z_2 является чисто резистивным, то и сопротивление связи будет иметь резистивный характер.

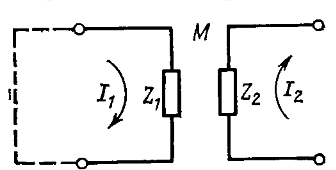
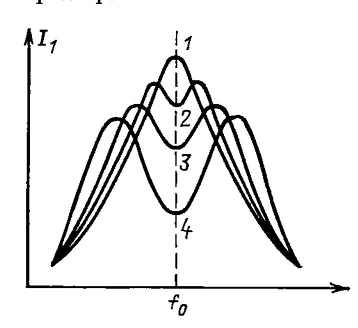


Рис. 5-11. Эквивалентная схема двух контуров с индуктивной связью.



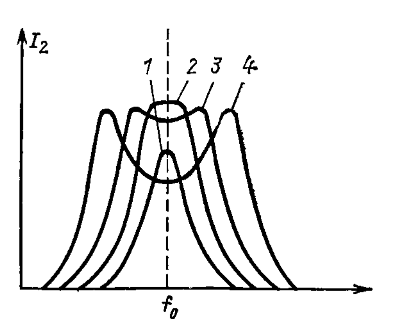


Рис. 5-12. Характеристики резонансных контуров с индуктивной связью при различных значениях коэффициента связи.

Индуктивно связанные схемы с двойным резонансом. Взаимодействие двух индуктивно связанных контуров с одинаковой резонансной частотой в значительной мере определяется степенью связи между ними. На рис. 5-12 показано, как изменяются токи в первом и втором контурах в зависимости от частоты для четырех значений коэффициента связи k.

Кривые *1* соответствуют очень малому коэффициенту связи, и характеристики первого и второго контуров имеют при этом почти ту же самую форму, что и для одиночных резонансных контуров.

Кривые *2* представляют характеристики первого и второго контуров для случая, когда связь между ними такова, что сопротивление связи равно резонансному сопротивлению первого контура, т. е.

$$(\omega M)^2/R_2=R_1. \tag{5-29}$$

Такую связь между контурами называют критической. При этом ток во втором контуре имеет максимальное значение. Подставляя в (5-29) выражение для взаимной индуктивности $M=k\sqrt{L_1L_2}$, после преобразований получим формулу, определяющую критический коэффициент связи:

$$k_{\text{кр}}=\frac{1}{\sqrt{Q_1Q_2}}. \tag{5-30}$$

Если связь между контурами сделать больше критической, то характеристики приобретают двугорбую форму (кривые *3* и *4* на рис. 5-12), максимумы удаляются от центральной частоты тем больше, чем сильнее связь между контурами. Это можно объяснить следующим образом. Сопротивление второго контура

$$Z_2=R_2+j\,(\omega L-1/(\omega C)),$$

а сопротивление связи

$$Z_{21}=\frac{(\omega M)^2}{R_2+j\,(\omega L-1/(\omega C))}.$$

При резонансе сопротивление связи максимально и носит резистивный характер. А так как оно оказывается включенным последовательно с сопротивлением первого контура, ток в последнем при резонансе будет минимальным. На частотах выше и ниже резонансной сопротивление второго контура становится реактивным, сопротивление связи при этом также будет реактивным, но противоположного знака. Например, индуктивное сопротивление вносится в первый контур как емкостное. Это приводит к частичной нейтрализации реактивного сопротивления первого контура, снижению его сопротивления и в результате к увеличению тока в первом контуре.

Если оба контура имеют равные добротности Q, то и величина обоих максимумов будет одинакова. Если же Q_1 и Q_2 не равны, то при значительном удалении максимумов от резонансной частоты их величина будет различной.

Принципы проектирования. Показанные на эквивалентной схеме на рис. 5-13 сопротивления нагрузки контуров R_1 и R_2 включают сопротивление стока r_c первого полевого транзистора и входное сопротивление второго полевого транзистора. Коэффициент передачи каскада в значительной степени зависит от динамического

сопротивления контуров и, следовательно, для получения большого усиления сопротивление индуктивности должно быть большим по сравнению с сопротивлением емкости. Однако величина отношения L/C, которую можно использовать на практике, ограничена. Причина этого заключается в необходимости поддержания стабильности частоты, что может быть достигнуто лишь в случае, когда паразитная емкость составляет небольшую часть полной емкости резонансной схемы.

Так как устройство должно работать на фиксированной центральной частоте, очень важно исключить возможность расстройки под влиянием температурных изменений. Для этого в схеме обычно предусматривается возможность подстройки с помощью сердечников, которая обеспечивает более высокую стабильность, чем с помощью подстроечных конденсаторов. С целью повышения стабильности в контурах рекомендуется применять слюдяные конденсаторы с серебряным покрытием.

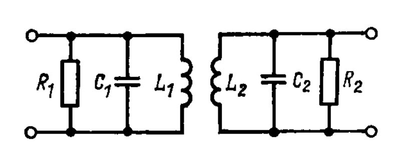


Рис. 5-13. Эквивалентная схема двух контуров с индуктивной связью, учитывающая влияние нагрузки.

Получение расчетных формул является достаточно сложной задачей, особенно для общего случая контуров с неравными Q. По этой причине общие формулы здесь не приводятся, а даются формулы для частного, но наиболее распространенного случая, когда контуры имеют равные и высокие значения добротности при критической связи между ними. Эти формулы имеют следующий вид:

полоса пропускания одного каскада на уровне 3 дБ

$$B = f_0\sqrt{2}/Q = \sqrt{2}/(2\pi RC); \tag{5-31}$$

произведение коэффициента передачи на полосу пропускания для одного каскада

$$KB = \sqrt{2}g_т/(4\pi C), \tag{5-32}$$

где $C = \sqrt{C_1C_2}$ и $R = \sqrt{R_1R_2}$;

критический коэффициент связи

$$k_{кр} = 1/Q \tag{5-33}$$

или с учетом (5-31)

$$k_{кр} = \frac{1}{2\pi f_0RC} = \frac{B}{f_0\sqrt{2}}. \tag{5-34}$$

Если несколько каскадов со связанными контурами соединяются последовательно, то полоса пропускания n-каскадного усилителя будет меньше полосы одного каскада. Отношение полос пропускания выражается формулой

$$B_n/B = 1/(1{,}1n^{1/4}). \tag{5-35}$$

Это выражение имеет хорошую точность при больших значениях n, а при $n = 2$ его точность составляет около 10% [36].

Основные этапы проектирования следующие:

1. Оценить паразитную емкость каждого контура и выбрать емкости постоянных конденсаторов таким образом, чтобы выполнялось равенство $C = C_1 = C_2$.

2. Определить индуктивность, при которой контур с выбранной емкостью C будет иметь резонанс на заданной центральной частоте.

3. Рассчитать произведение коэффициента передачи на полосу пропускания для одного каскада. Если для получения заданного коэффициента передачи требуется несколько каскадов, то, используя формулу (5-35), необходимо определить, какую ширину полосы требуется иметь в каждом каскаде.

4. Подставить полученное значение B в формулу (5-31) и найти добротность Q контуров. Затем из формулы (5-33) определить критический коэффициент связи.

5. Рассмотреть влияние на первый и второй контуры входного и выходного сопротивлений транзисторов и оценить, если это необходимо, сопротивления демпфирующих резисторов.

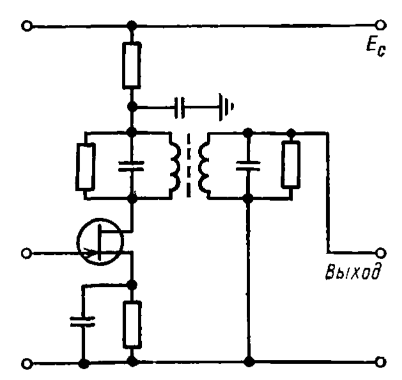


Рис. 5-14. Схема усилителя, заданная для расчета в примере 5-4.

Пример проектирования 5-4. Требуется рассчитать полосовой усилитель, схема которого приведена на рис. 5-14, с центральной частотой 10 МГц, полосой 250 кГц и коэффициентом передачи не менее 2500.

Для получения большого значения произведения коэффициента передачи на полосу пропускания следует использовать полевой транзистор с большой крутизной $g_т$. Выберем транзистор типа BF246, который имеет следующие паспортные данные: при $U_{СИ} = 15$ В и $U_{ЗИ} = -3$ В $I_С = 12$ мА и $g_т = 16$ мСм. Положим, что с учетом паразитных емкостей $C = C_1 = C_2 = 100$ пФ. Тогда можно найти произведение коэффициента передачи на полосу пропускания для одного каскада:

$$\frac{\sqrt{2}g_т}{4\pi C} = \frac{1{,}41\cdot 16\cdot 10^{-3}}{12{,}56\cdot 100\cdot 10^{-12}} \approx 18 \text{ МГц}.$$

Следовательно, коэффициент передачи равен: $K = 17\cdot 10^6/(250\times\times 10^3) = 72$.

Таким образом, заданный коэффициент передачи 2500 легко может быть обеспечен двумя каскадами. Из формулы (5-35) по заданной полосе всего усилителя 250 кГц можно при $n = 2$ найти полосу пропускания одного каскада:

$$B = B_n\cdot 1{,}1\cdot n^{1/4} = 250\cdot 10^3\cdot 1{,}1\cdot 2^{1/4} = 325 \text{ кГц}.$$

Уточним значение коэффициента передачи для этой полосы пропускания $KB = 18$ МГц, так что $K = 18 \cdot 10^6 / (325 \cdot 10^3) = 55$.

Следовательно, необходимый коэффициент передачи будет обеспечен.

Определяем индуктивность: $L = 1/(4\pi^2 f_0^2 C) = 1/(40 \cdot 10^{14} \cdot 10^{-10}) = 2{,}5$ мкГн. Из формулы (5-31) находим необходимую добротность $Q = f_0 \sqrt{2}/B = 10 \cdot 10^6 \cdot 1{,}41/(325 \cdot 10^3) = 43$ и критический коэффициент связи $k_{кр} = 1/Q = 0{,}023$.

Первый контур нагружен сопротивлением стока r_c транзистора T_1, которое равно 500 кОм. Второй контур первого каскада нагружен входным сопротивлением транзистора T_2, однако на частоте 10 МГц это сопротивление достаточно велико и его можно не принимать во внимание.

Из формулы (5-31) находим действующее значение демпфирующего сопротивления

$$R_{действ} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi BC} = \frac{1{,}41}{6{,}28 \cdot 325 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 6{,}9 \text{ кОм}.$$

Это значение представляет собой эквивалентное сопротивление параллельного соединения демпфирующего сопротивления, динамического сопротивления контура и сопротивления полевого транзистора, нагружающего контур.

Предположим, что добротность первичной и вторичной катушек индуктивности равна 100. Тогда можно определить динамическое сопротивление контура

$$R_д = Q\omega_0 L = 100 \cdot 6{,}28 \cdot 10^7 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-6} = 15{,}7 \text{ кОм}.$$

Чтобы обеспечить требуемое значение $R_{действ}$ для второго контура, сопротивление демпфирующего резистора должно быть равно

$$R = \frac{R_д R_{действ}}{R_д - R_{действ}} = \frac{15{,}7 \cdot 10^3 \cdot 6{,}9 \cdot 10^3}{15{,}7 \cdot 10^3 - 6{,}9 \cdot 10^3} = 12{,}3 \text{ кОм}.$$

Динамическое сопротивление первого контура соединено параллельно с сопротивлением $r_c = 500$ кОм. Эквивалентное шунтирующее сопротивление этого соединения $R_ш = 15{,}2$ кОм. Таким образом, в схему необходимо включить демпфирующий резистор, сопротивление которого

$$R = \frac{R_ш R_{действ}}{R_ш - R_{действ}} = \frac{15{,}2 \cdot 10^3 \cdot 6{,}9 \cdot 10^3}{8{,}3 \cdot 10^3} = 12{,}6 \text{ кОм}.$$

Для обоих контуров сопротивление демпфирующих резисторов можно выбрать по 12 кОм.

Схема развязки. Сопротивление стока r_c и крутизна полевого транзистора $g_т$ были выбраны при $U_С = 15$ В. Если напряжение источника питания $E_с = 20$ В, то падение напряжения на развязывающем резисторе будет составлять 5 В. Тогда сопротивление развязывающего резистора $R = U/I = 5/(12 \cdot 10^{-3}) \approx 400$ Ом.

Выбираем стандартное сопротивление 470 Ом. Чтобы напряжение сигнала замыкалось на землю, развязывающий конденсатор должен иметь небольшое сопротивление по сравнению с сопротивлением резистора. На частоте 10 МГц конденсатор емкостью 330 пФ

имеет реактивное сопротивление 48 Ом, которое вполне удовлетворяет этому требованию.

Режим работы полевого транзистора был рассчитан в примере 5-1. В приведенном примере задача расчета двух резонансных контуров решалась сравнительно просто по той причине, что заданные условия не были слишком жесткими. В тех случаях, когда контуры должны иметь высокую добротность, а сопротивления $r_с$ и $r_з$ таковы, что контуры становятся несимметричными, для расчета можно использовать методику, описанную в [38]. При этом предполагается, что трансформатор в ненагруженном состоянии имеет одинаковые значения добротности как в первичном, так и во вторичном контуре. Добротности ненагруженных контуров $Q_{н1}$ и $Q_{н2}$ должны иметь такие значения, чтобы при включении контуров в схеме усилителя, когда они нагружены соответственно сопротивлениями $r_с$ и $r_з$, выполнялось равенство

$$Q = \sqrt{Q_{н1} Q_{н2}},$$

где Q — добротность, необходимая для получения заданных коэффициента передачи и полосы.

5-7. РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Необходимые теоретические вопросы, связанные с анализом параллельного резонансного контура, изложены в § 5-1 и 5-6. Перед тем как приступить к изложению вопросов проектирования резонансных усилителей на биполярных транзисторах, необходимо рассмотреть их характеристики в диапазоне высоких частот.

Выбор схемы. Частотную характеристику транзистора можно выразить с помощью частоты, на которой коэффициент передачи тока уменьшается в $\sqrt{2}$ раз от своего значения на низких частотах. На этой частоте начинает быстро изменяться фазовый сдвиг, который может оказывать существенное влияние на получение устойчивого усиления в диапазоне частот. Эта частота называется предельной частотой усиления и обозначается f_α для схемы с ОБ и f_β для схемы с ОЭ. Приближенную связь между этими частотами выражает соотношение $f_\alpha = \beta f_\beta$, из которого видно, что схема с ОБ имеет более высокую предельную частоту усиления по сравнению со схемой с ОЭ. Однако это совсем не означает, что в диапазоне высоких частот предпочтительнее использовать схему с ОБ. В настоящее время имеются транзисторы с достаточно высокой предельной частотой f_β, что позволяет применять их, например, в усилителях промежуточной частоты в схеме включения с общим эмиттером. Такая схема обеспечивает более высокий коэффициент передачи тока.

Высокочастотная эквивалентная схема. Эквивалентные схемы, приведенные на рис. 1-34, при расчетах не могут дать точных результатов, так как они не учитывают различных эффектов, присущих транзистору на высоких частотах. Высокочастотные эффекты наиболее хорошо учтены в эквивалентных модифицированной Т-образной и гибридной П-образной схемах, которые соответственно представляют схему с общей базой и схему с общим эмиттером. Обе схемы показаны на рис. 5-15, но далее будет рассмотрена лишь гибридная П-образная эквивалентная схема.

Низкочастотные h-параметры схем на рис. 1-34 связаны с параметрами П-образной эквивалентной схемы следующими соотношениями:

$$r_{б'э}=h_{21э}/g_{т};\quad r_{б'б}=h_{11э}-r_{б'э};$$

$$r_{б'к}=r_{б'э}/h_{12э};\quad r_{кэ}=\frac{1}{h_{22э}-(1+h_{21э})\,g_{б'к}};$$

$$C_{б'э}=\frac{\beta}{2\pi f_{1} r_{б'э}}.$$

Символы в этих формулах означают: $r_{б'б}$ — омическое сопротивление, соединяющее активную базовую область с внешним выводом базы *б*; $r_{б'э}$ — сопротивление, учитывающее ток рекомбинации базы, который возникает при повышении концентрации неосновных

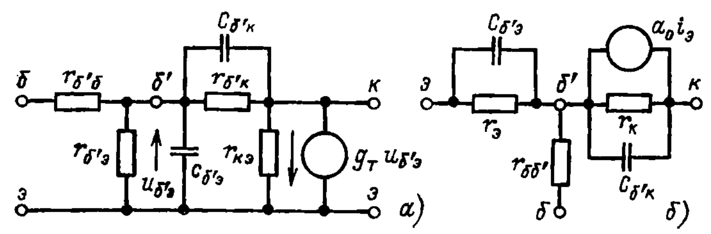


Рис. 5-15. Гибридная П-образная (*а*) и модифицированная Т-образная (*б*) эквивалентные схемы биполярного транзистора для диапазона высоких частот.

носителей в базовой области; $r_{б'к}$ — сопротивление, учитывающее влияние внутренней обратной связи между коллектором *к* и базой *б'*; $C_{б'э}$ — диффузионная емкость эмиттерного перехода; $C_{б'к}$ — емкость коллекторного перехода; f_1 — частота, на которой модуль $h_{21э}$ равен единице; β — коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером.

Сопротивление $r_{б'э}$, как правило, мало, поэтому влиянием емкости $C_{б'э}$ часто можно пренебречь. Влияние коллекторной емкости оказывается более существенным, так как она шунтирует достаточно большое сопротивление. Эта емкость может привести к значительному уменьшению полосы пропускания и, кроме того, через нее может осуществляться внутренняя обратная связь из выходной коллекторной цепи на вход. Для высокочастотных транзисторов значения параметров $r_{б'э}$ и $r_{кэ}$ оказываются настолько большими, что их влиянием можно пренебречь. Сопротивлением $r_{кэ}$ можно пренебречь в том случае, когда сопротивление нагрузки мало по сравнению с ним, а сопротивление $r_{б'к}$ можно не учитывать, если на высоких частотах оно велико по сравнению с реактивным сопротивлением емкости $C_{б'к}$.

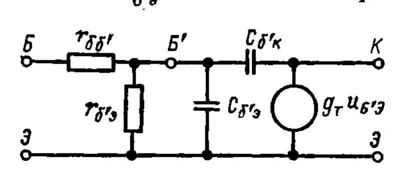


Рис. 5-16. Упрощенная гибридная П-образная эквивалентная схема.

С учетом этих допущений гибридная П-образная эквивалентная схема на рис. 5-15, *а* может быть представлена в упрощенном виде, который показан на рис. 5-16.

5-8. НЕЙТРАЛИЗАЦИЯ

С возрастанием частоты реактивное сопротивление емкости $C_{б'к}$ уменьшается, в результате чего увеличивается обратная связь с выхода транзистора на его вход. В принципе можно поставить задачу полного устранения обратной связи через эту емкость.

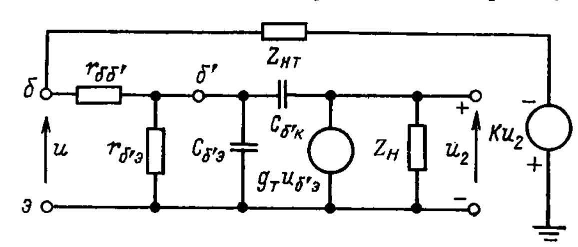


Рис. 5-17. Гибридная П-образная эквивалентная схема с внешней цепью обратной связи.

Однако более реальным является такой подход, когда осуществляется лишь частичная нейтрализация обратной связи через емкость $C_{б'к}$, при которой влиянием обратной связи можно пренебречь.

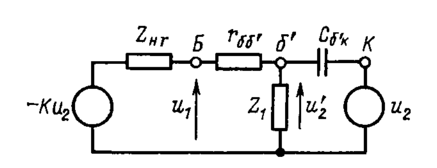


Рис. 5-18. Преобразованная эквивалентная схема транзистора.

Рис. 5-19. Эквивалентная схема транзистора, упрощенная путем применения теоремы об эквивалентном генераторе.

На рис. 5-17 показана гибридная П-образная эквивалентная схема с цепью обратной связи (нейтрализации) $Z_{нт}$, на которую подается сигнал, зависящий от выходного напряжения. Для устранения влияния обратной связи через емкость $C_{б'к}$ необходимо обеспечить такие условия, при которых напряжение u_1 было бы равно нулю при любом значении выходного напряжения u_2. Если применить принцип суперпозиции, то напряжение u_1 можно запи-

сать в виде суммы двух членов, один из которых определяется выходным напряжением u_2, а второй — генератором Ku_2. Теперь схема может быть преобразована к виду, который показан на рис. 5-18. На этой схеме введены следующие обозначения:

$$Z_1 = \frac{r_{б'э}}{1 + sC_{б'э}r_{б'э}},$$

$$u_2' = u_2 \frac{Z_1}{Z_1 + \frac{1}{sC_{б'к}}}.$$

Дальнейшее упрощение схемы можно получить, используя теорему об эквивалентном генераторе. Такая схема приведена на рис. 5-19, где

$$Z_2 = \frac{Z_1}{1 + SC_{б'э}Z_1}.$$

Применяя принцип суперпозиции, можно записать выражение для составляющих u_1', которое определяется напряжением u_2, и выражение для составляющих u_1'', которое определяется генератором Ku_2:

$$u_1' = \left(\frac{Z_{нт}}{Z_{нт} + r_{б'б} + Z_2}\right)\left(\frac{Z_1}{Z_1 + 1/(sC_{б'к})}\right) u_2;$$

$$u_1'' = -K\left(\frac{Z_2 + r_{б'б}}{Z_{нт} + r_{б'б} + Z_2}\right) u_2.$$

Следовательно,

$$u_1 = u_1' + u_1'' = \left(\frac{Z_{нт}}{Z_{нт} + r_{бб'} + Z_2}\right) \times$$

$$\times \left(\frac{Z_1}{Z_1 + 1/(sC_{б'к})} u_2 - K\left(\frac{Z_2 + r_{б'б}}{Z_{нт} + r_{б'б} + Z_2}\right) u_2.\right.$$

При $u_1 = 0$

$$\frac{Z_{нт}Z_1}{Z_1 + 1/(sC_{б'к})} = K(Z_2 + r_{б'б}).$$

Решая относительно $Z_{нт}$ и подставляя значения для Z_1 и Z_2, получаем:

$$Z_{нт} = Kr_{б'б}\left(1 + \frac{C_{б'э}}{C_{б'к}}\right) + \frac{K}{sC_{б'к}}\left(1 + \frac{r_{б'б}}{r_{б'э}}\right). \qquad (5\text{-}36)$$

Следовательно, цепь компенсирующей обратной связи должна состоять из последовательно соединенных резистора R и конденсатора C, величины которых определяются сопротивлениями и емкостями транзистора и коэффициентом обратной связи K. Емкость конденсатора в цепи компенсации часто приближенно можно считать равной $C_{б'к}/K$. Когда транзистор работает на частотах ниже f_β, в практических схемах применяют цепь нейтрализации без резистора — один только конденсатор.

Выбор транзистора. Цепь нейтрализации шунтирует входное и выходное сопротивления каскада, а емкость этой цепи является частью емкости контура. Следовательно, необходимо выбирать транзистор, имеющий небольшую емкость $C_{б'к}$, тогда в цепи нейтрализации потребуется также небольшая емкость. Желательно также, чтобы составляющие внутренней цепи обратной связи не имели слишком большого разброса. Для работы в схеме с ОЭ транзистор должен иметь предельную частоту усиления f_α, приблизительно в 10 раз большую рабочей частоты каскада.

Принципы проектирования. При проектировании полосовых усилителей на полевых транзисторах основное внимание уделяется усилению напряжения, для чего усилитель должен иметь большие входное и выходное сопротивления. При этом практически не учитывается вопрос передачи мощности. Биполярные транзисторы имеют сравнительно небольшие входное и выходное сопротивления и, следовательно, они оказывают существенное влияние на добротность резонансного контура. Эти сопротивления значительно отличаются, поэтому, кроме получения требуемой полосы пропускания и избирательности, резонансный трансформатор должен выполнять роль устройства согласования сопротивлений для того, чтобы обеспечить эффективную передачу мощности.

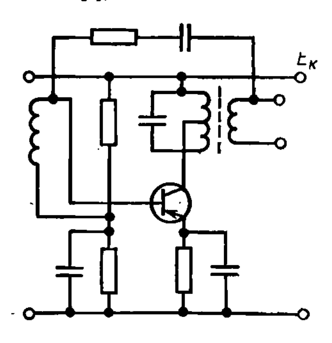


Рис. 5-20. Схема усилителя с цепочкой нейтрализации для примера 5-5.

Рис. 5-21. Эквивалентная схема, определяющая входное сопротивление усилительного каскада промежуточной частоты с цепочкой нейтрализации.

Схема усиления на биполярном транзисторе показана на рис. 5-20. В этой схеме Ku_2 получается со вторичной обмотки трансформатора, а K обеспечивается соотношением числа витков первичной и вторичной обмоток. Чтобы чрезмерно не нагружать контур выходным сопротивлением транзистора, коллектор присоединен не ко всей первичной обмотке, а лишь к части ее с помощью специального отвода. Такой способ присоединения коллектора позволяет выбирать конденсатор в контуре не слишком большой емкости.

Для того чтобы передать максимальную мощность, трансформатор должен иметь следующее соотношение числа витков первичной и вторичной обмоток:

$$n = \sqrt{\frac{R_{вых}}{R_{вх}}}, \qquad (5\text{-}37)$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление; $R_{вх}$ — входное сопротивление следующего каскада.

Для определения входного и выходного сопротивлений воспользуемся тем обстоятельством, что через цепочку нейтрализации напряжение u_2 не оказывает влияния на напряжение u_1 и наоборот.

Цепь u_2 можно замкнуть накоротко, и тогда входное сопротивление будет определяться схемой на рис. 5-21. Эту схему можно представить в виде параллельного соединения сопротивления $R_{вх}$ и емкости $C_{вх}$. Аналогичным образом путем короткого замыкания напряжения u_1 можно рассчитать выходное сопротивление. Соответствующая эквивалентная схема показана на рис. 5-22. Эту

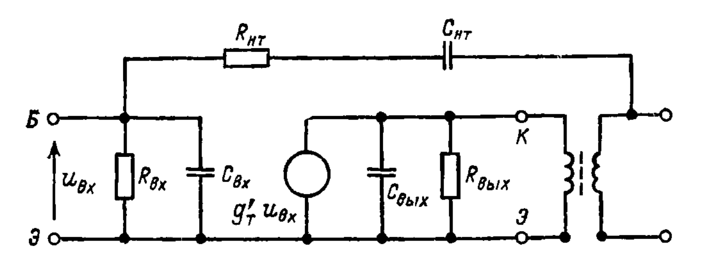


Рис. 5-22. Эквивалентная схема, определяющая выходное сопротивление усилительного каскада.

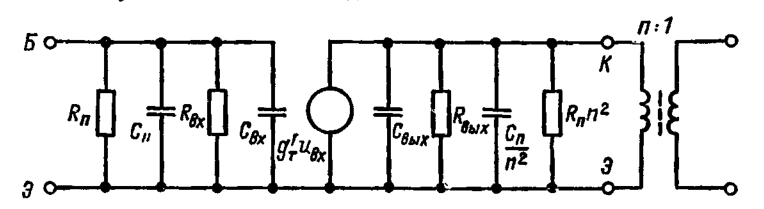


Рис. 5-23. Окончательная эквивалентная схема полосового усилителя с нейтрализацией, показанного на рис. 5-20.

схему можно еще более упростить, если проанализировать шунтирующее действие цепи нейтрализации и рассматривать входную и выходную цепи как независимые. При этом сопротивление $R_н$ и емкость $C_н$ цепи нейтрализации можно пересчитать в $R_п$ и $C_п$, которые присоединены параллельно входной цепи и также параллельно вторичной обмотке трансформатора, причем в последнем случае они будут иметь значения, равные $n^2R_п$ и $C_п/n^2$, и присоединяться параллельно выходному сопротивлению транзистора. Очевидно, что в выходной цепи они оказывают меньшее влияние, чем во входной. Вид окончательной эквивалентной схемы показан на рис. 5-23.

Основные этапы проектирования следующие:

1. Выбрать режим работы транзистора по постоянному току, рассчитать сопротивления резисторов в цепи базы и эмиттера и емкости развязывающих конденсаторов. Методы расчета приводились ранее.

2. Используя гибридную П-образную эквивалентную схему, рассчитать входное $R_{вх}$ и выходное $R_{вых}$ сопротивления и по формуле (5-37) определить отношение числа витков трансформатора.

3. По формуле (5-36) вычислить параметры $R_н$ и $C_н$ цепи нейтрализации.

4. Пересчитать элементы цепи нейтрализации $R_н$ и $C_н$ в сопротивление и емкость, присоединенные параллельно входной и выходной цепи, и построить окончательную эквивалентную схему усилителя с нейтрализацией.

5. По заданной полосе пропускания каскада, используя формулу (5-9), определить действующую добротность резонансного контура.

6. Задавшись значением добротности ненагруженного контура, выбрать емкость, а затем по заданной резонансной частоте рассчитать индуктивность. Далее можно определить эквивалентное сопротивление $R_э$, шунтирующее ненагруженный контур, и L/CR.

7. Рассчитать шунтирующее сопротивление контура, необходимое для получения заданной полосы пропускания, и определить, какая часть выходного сопротивления транзистора должна шунтировать контур.

8. Рассчитать, в какой точке первичной обмотки трансформатора необходимо сделать отвод для присоединения коллектора.

Пример проектирования 5-5. Требуется рассчитать усилитель промежуточной частоты на биполярных транзисторах, работающий на частоте 470 кГц.

Из паспортных данных транзистора типа 2N1302 находим, что при напряжении на коллекторе 6 В и токе эмиттера 1 мА предельная частота усиления $f_\alpha = 12$ МГц. Это значение более чем в 10 раз превышает заданную рабочую частоту усилителя, так что указанный транзистор вполне пригоден для усилителя. Используем схему усилителя, которая показана на рис. 5-20.

Определение режима работы трансформатора по постоянному току. Выберем $R_э = 820$ Ом, тогда при токе эмиттера $I_Э = 1$ мА $U_Э = 0{,}82$ В. Так как $U_К = 6$ В, то с учетом $U_Э$ и падения напряжения на контуре можно принять, что напряжение источника питания $E_к = 7$ В.

Принимая $U_Б = 1$ В, можно записать: $7R_2 / (R_1 + R_2) = 1$ и $6R_2 = R_1$.

Если принять, что $R_1R_2 / (R_1 + R_2) = 10$, $R_э = 8{,}2$ кОм, тогда $R_1R_2 = 8{,}2\ R_1 + 8{,}2R_2$, откуда получаем $6R_2^2 = 49{,}2R_2 + 8{,}2R_2$, $6R_2 = 57{,}4$ кОм.
Принимаем $R_2 = 10$ кОм, тогда $R_1 = 56$ кОм.
Для развязки используем емкости $C_э = 0{,}25$ мкФ и $C_2 = 0{,}1$ мкФ.

Входное и выходное сопротивления. Используя рис. 5-15, *а* и паспортные данные транзистора, гибридную П-образную схему можно изобразить в виде, показанном на рис. 5-24, *а*. На рис. 5-24, *б* представлена эквивалентная схема входной цепи при условии, что влиянием $C_{б'к}$ и $r_{б'к}$ пренебрегают, а напряжение u_2 замкнуто накоротко. Тогда

$$Z(R_1,\ C_1) = \frac{jR_1X_1}{R_1 + jX_1} = \frac{R_1X_1^2}{R_1^2 + X_1^2} + \frac{jR_1^2X_1}{R_1^2 + X_1^2}.$$

Подставляя соответствующие значения, получаем резистивную составляющую 78 Ом и емкостную составляющую 310 Ом, которые соединены последовательно. С учетом $r_{б'б} = 75$ Ом получаем значения последовательно включенных элементов входной цепи: $R_{посл} = 153$ Ом и $X_{посл} = 310$ Ом.

Теперь преобразуем последовательную цепь в эквивалентную схему с параллельным соединением элементов. Проводимость цепи можно записать в виде

$$Y = G + jB = \frac{R_{посл}}{R^2_{посл} + X^2_{посл}} + \frac{jX_{посл}}{R^2_{посл} + X^2_{посл}};$$

откуда находим значения элементов параллельной цепи:

$$R_{пар} = (R^2_{посл} + X^2_{посл})/R_{посл}; \quad X_{пар} = (R^2_{посл} + X^2_{посл})/X_{посл}.$$

Подставляя значения $R_{посл}$ и $X_{посл}$, получаем: $R_{пар} = R_{вх} = 780$ Ом, $X_{пар} = 386$ Ом или $C_{пар} = C_{вх} = 875$ пФ.

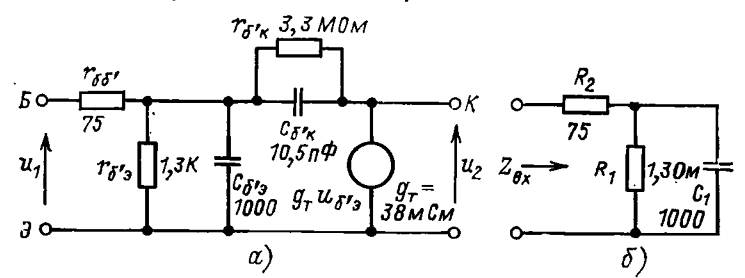


Рис. 5-24. Эквивалентная гибридная П-образная схема для примера 5-5 (*а*) и эквивалентная схема входной цепи (*б*).

Если в схеме на рис. 5-24, *а* замкнуть накоротко напряжение u_1, то выходная цепь будет иметь вид, показанный на рис. 5-25. Для узла *б'* по закону Кирхгофа можно записать:

$$u'_1/Z_1 + (u'_1 - u_{вых})/Z_2 = 0. \qquad (5\text{-}38)$$

Аналогично для узла *К*

$$u_{вых}/Z_3 + (u_{вых} - u'_1)/Z_2 + g_т u'_1 = i_{вых}. \qquad (5\text{-}39)$$

Из (5-38) имеем: $u'_1 = Z_1 u_{вых}/(Z_1 + Z_2)$. Подставив выражение для u'_1 в (5-39), после преобразований получим:

$$u_{вых}\left[\frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_2} + \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}\right)\left(g_т - \frac{1}{Z_2}\right)\right] = i_{вых}.$$

Таким образом, выходное сопротивление равно:

$$Z_{вых} = \frac{u_{вых}}{i_{вых}} = \frac{1}{1/Z_3 + 1/Z_2 + [Z_1/(Z_1 + Z_2)]\,(g_т - 1/Z_2)}. \qquad (5\text{-}40)$$

Рассчитав отдельно составляющие этого выражения, получим:

$$Z_1 = 67{,}9 + j14{,}28; \quad 1/Z_1 = (14 + j2{,}96)\cdot 10^{-3};$$

$$Z_2 = (0{,}31 - j31{,}8)\cdot 10^3; \quad 1/Z_2 = (0{,}3 + j31)\cdot 10^{-6};$$

$$Z_3 = 62{,}5\cdot 10^3; \quad 1/Z_3 = 16\cdot 10^{-6}.$$

Тогда $1/Z_3 + 1/Z_2 = (16{,}3 + j31)\cdot 10^{-6}$; $Z_1/(Z_1 + Z_2) = (0{,}474 + j2{,}128)\cdot 10^{-3}$; $g_т - 1/Z_2 = (38{,}000 - j31)\cdot 10^{-6}$.

Подставляя эти величины в (5-40), будем иметь: $Z_{вых} = (34{,}4 - j111{,}9)\cdot 10^6/13{,}705$.

Отсюда следует, что выходное сопротивление представляет собой последовательное соединение двух составляющих: резистивной $R_{посл} = 2{,}51$ кОм и реактивной $X_{посл} = 8{,}16$ кОм. Если преобразовать их в элементы параллельной цепи, то получим:

$$R_{пар} = R_{вых} = (R^2 + X^2)/R = 29 \text{ кОм};$$

$$X_{пар} = (R^2 + X^2)/X = 8{,}16 \text{ кОм} \quad \text{или} \quad C_{вых} = 38 \text{ пФ}.$$

Коэффициент трансформации $n = \sqrt{\dfrac{29\,000}{780}} \approx 6$.

Схема нейтрализации. $R_{нт} = K r_{бб'}\,(1 + C_{б'э}/C'_{б'к}) = \frac{75}{6}\,(1 + 1000/10{,}5) = 1{,}188$ кОм; $C_{нт} = C_{б'к}/K = 6\cdot 10{,}5 = 63$ пФ.

Выбираем стандартные значения 1,2 кОм и 68 пФ.

Шунтирующее влияние цепи нейтрализации на входе. На частоте 470 кГц реактивное сопротивление емкости 68 пФ составляет приблизительно 5 кОм. Тогда

$$R_{п.\,вх} = \frac{R^2_{нт} + X^2_{нт}}{R_{нт}} = \frac{(1{,}44 + 25)\cdot 10^6}{1{,}2\cdot 10^3} = 22 \text{ кОм};$$

$$X_{п.\,вх} = \frac{R^2_{нт} + X^2_{нт}}{X_{нт}} = \frac{26{,}44\cdot 10^6}{5\cdot 10^3} = 5{,}28 \text{ кОм}$$

или $C_{п.\,вх} = 6$ пФ.

Шунтирующее влияние цепи нейтрализации на выходе: $R_{п.\,вых} = n^2 R_{п.\,вх} = 792$ кОм, $C_{п.\,вых} = C_{п.\,вх}/n^2 = 1{,}8$ пФ.

Если предположить, что каскад соединен с аналогичным каскадом, имеющим точно такое же входное сопротивление, то окончательную эквивалентную схему можно изобразить в виде, показанном на рис. 5-26. В этой схеме проводимость генератора тока равна 35, а не 38 мСм. Это сделано потому, что ток теперь является функцией входного напряжения $u_{вх}$ в отличие от предыдущей схемы, где ток определялся напряжением $u_{б'э}$. Указанная разница в величине $g_т$ учитывает, таким образом, падение напряжения на сопротивлении $r_{б'б}$.

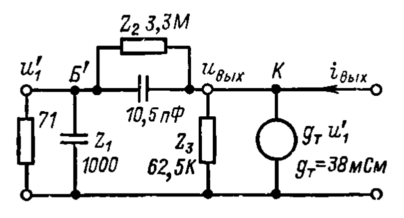


Рис. 5-25. Эквивалентная схема выходной цепи.

Емкость, вносимая из вторичной цепи в первичную, в схеме на рис. 5-26 равна $940/n^2 = 26$ пФ, в результате полная емкость первичной цепи будет составлять 66 пФ. Аналогично сопротивление, вносимое в первичную цепь трансформатора из вторичной цепи, будет равно $680\cdot n^2 = 24{,}5$ кОм, следовательно, полное шунтирующее сопротивление в первичной цепи будет около 13 кОм. Для уменьшения влияния этого сопротивления на резонансный контур в первичной обмотке трансформатора сделан специальный отвод.

Если принять, что усилитель промежуточной частоты состоит из двух каскадов и что полоса пропускания равна 7 кГц, то каждый каскад должен иметь полосу $7 \cdot 1,2\sqrt{2} = 9$ кГц.

Из формулы (5-9) полоса пропускания равна: $B = f_0/Q = 1/(2\pi RC)$, откуда действующее значение добротности $Q_{действ} = 470/9 = 52$, а эквивалентное шунтирующее сопротивление $R_{экв} = 70$ кОм.

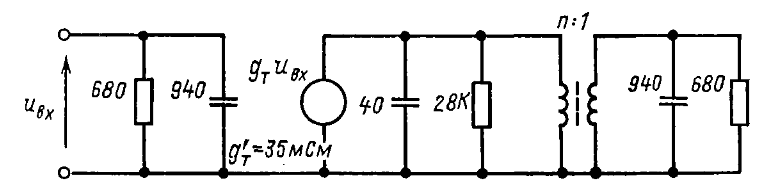


Рис. 5-26. Окончательная эквивалентная схема для примера 5-5.

В схемах такого типа добротность ненагруженной первичной цепи трансформатора должна быть $Q_н = 100$, а емкость в контуре — около 250 пФ. Если пренебречь выходной емкостью транзистора, то для выполнения условия резонанса на частоте 470 кГц контур должен иметь индуктивность $L = 450$ мкГн.

Определим омическое сопротивление первичной обмотки трансформатора и эквивалентное динамическое сопротивление контура: $r = \omega L/Q_н = 13,3$ Ом, $R_д = L/(Cr) = 135$ кОм. Следовательно, необходимо, чтобы выходное сопротивление трансформатора, пере-

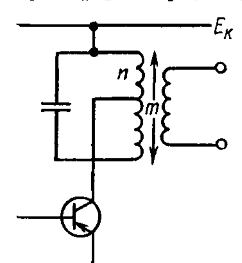


Рис. 5-27. Схема подключения первичной обмотки трансформатора к транзистору.

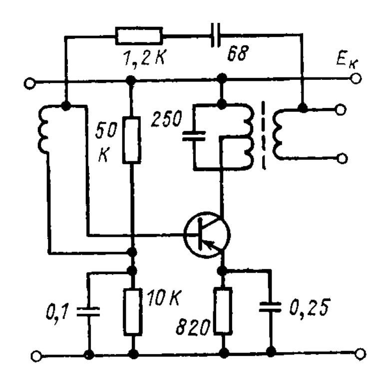


Рис. 5-28. Окончательная схема первого каскада усилителя промежуточной частоты, рассчитанная в примере 5-5.

считанное на всю первичную обмотку, снижало эквивалентное шунтирующее сопротивление от 135 до 70 кОм. Таким образом, пересчитанное сопротивление должно составлять 145 кОм. Это достигается путем применения трансформатора с отводом в первичной обмотке для подключения коллектора. Из рис. 5-27 следует, что выходное сопротивление 13 кОм, подключенное к n виткам, будет вносить в контур сопротивление 13 кОм $\cdot m^2/n^2$, где m — число витков всей первичной обмотки. Для того чтобы вносимое сопротивление равнялось 145 кОм, отношение m^2/n^2 должно быть равным 11, т. е. $m/n = 3,3$. Из условия согласования ранее уже было определено, что $n : 1 = 6$. Следовательно, окончательное соотношение числа витков первичной обмотки и числа витков вторичной обмотки должно быть равным 20:1. Коэффициент передачи по напряжению от входа транзистора до выхода с вторичной обмотки трансформатора определится соотношением $K = g_т R/m = 35 \cdot 70/20 = 122$.

Окончательная схема первого каскада усилителя показана на рис. 5-28. Выход второго каскада усилителя, как правило, соединен с детектором. Поэтому при расчете второго каскада необходимо учесть входное сопротивление детектора.

5-9. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Схему резонансного усилителя на дискретных элементах можно разделить на две части. Во-первых, активное устройство — транзистор, который усиливает подаваемые сигналы и обеспечивает управление резонансной схемой. Задачей проектирования здесь является выбор подходящего транзистора и определение режима его работы по постоянному току. Во-вторых, LC-контур, который должен иметь резонанс на заданной частоте. При расчете резонансного контура необходимо учитывать, что емкость контура включает входную и выходную емкости транзистора и другие паразитные емкости схемы. Кроме того, при расчете полосы пропускания надо учитывать входное и выходное сопротивления транзистора, которые дополнительно нагружают резонансный контур.

В настоящее время радиоэлектронная промышленность, производящая радио- и телевизионную аппаратуру и по объему производства сравнимая с вычислительной техникой, также начала применять интегральные схемы. Для этой цели были разработаны специальные интегральные линейные усилители. Первым образцом таких устройств явился усилитель с непосредственной связью Fairchild μA703, который начал широко применяться в усилительных каскадах высокой и промежуточной частоты с 1967 г. Этот усилитель монтировался вместе со схемой смещения по постоянному току в стандартном корпусе с восемью выводами. Использованная в нем неглубокая внутренняя обратная связь обеспечивала более высокую стабильность усилителя по сравнению с аналогичными схемами на дискретных элементах. Этот усилитель можно было использовать в качестве смесителя или генератора на частотах до 150 МГц. Согласно паспортным данным усилитель μA703 имел типовое значение $g_т$, равное 33 мСм, входное сопротивление 3,5 кОм, входную емкость 10 пФ, выходное сопротивление 30 кОм и выходную емкость 2 пФ. При проектировании усилительного каскада с использованием данной микросхемы задача сводилась лишь к выбору элементов резонансного контура и цепей развязки в соответствии с изложенными ранее методами.

Вслед за схемой μA703 был выпущен ряд интегральных схем, способных работать в качестве усилителей низкой частоты, стереодешифраторов, предварительных усилителей низкой частоты и радиоприемников. В каждом случае интегральная схема заменяет

дискретные активные компоненты и компоненты, обеспечивающие их режим. Проектирование сводится к расчету соответствующих внешних цепей.

Глава шестая

УСИЛИТЕЛИ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

6-1. ВВЕДЕНИЕ

Характеристики усилителя можно в значительной степени изменить, если часть выходного сигнала подать обратно на вход. На рис. 6-1 показано прохождение сигнала в схеме с обратной

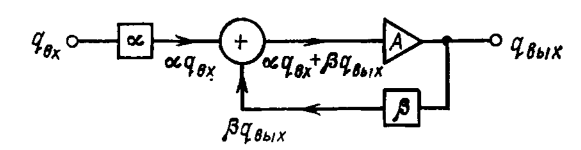


Рис. 6-1. Структура схемы с обратной связью.

связью. На этой схеме усилитель, обозначенный символом A, может быть либо усилителем тока, либо усилителем напряжения.

Коэффициент передачи усилителя с обратной связью

Как видно из рис. 6-1, выходную величину усилителя с обратной связью можно записать в виде

$$q_{вых} = A\,(\alpha q_{вх} + \beta q_{вых}) \qquad (6\text{-}1)$$

или

$$q_{вых} = \frac{\alpha A}{1 - A\beta}\, q_{вх}. \qquad (6\text{-}2)$$

В большинстве случаев α и β определяются пассивными элементами схемы и обычно равны примерно единице. Коэффициент усиления A в общем случае должен быть значительно больше единицы.

Коэффициент усиления в контуре. Произведение $A\beta$ представляет собой коэффициент усиления всего контура, который, как правило, значительно больше единицы и при отрицательной обратной связи имеет отрицательный знак. В этом случае отрицательной величиной может быть или A или β. Если отрицательной величиной является A, то усилитель с обратной связью будет обеспечивать инвертирование сигнала.

При $A\beta \gg 1$ формулу (6-2) можно записать в виде

$$q_{вых} \approx -\frac{\alpha}{\beta}\, q_{вх}, \qquad (6\text{-}3)$$

Например, если $\alpha = 1$, $\beta = 0{,}2$, $A = -50$, то $A\beta = -10$. Из уравнения (6-2) будем иметь:

$$q_{вых} = -\frac{50}{(1+10)}\, q_{вх} \approx -4{,}5\, q_{вх},$$

а из приближенной формулы (6-3)

$$q_{вых} \approx -\frac{1}{0{,}2}\, q_{вх} = -5 q_{вх}.$$

Для получения на выходе неинвертированного сигнала величина A должна быть положительной, т. е. $A = 50$. В таком случае для обеспечения отрицательной обратной связи величина β должна иметь знак минус. При этом из формулы (6-2) получим:

$$q_{вых} = \frac{50}{(1+10)}\, q_{вх},$$

т. е. выходной сигнал будет иметь такой же знак, как и входной.

Стабилизация коэффициента передачи. Из формулы (6-3) видно, что если коэффициент передачи разомкнутой цепи A достаточно велик, то полный коэффициент передачи усилителя не зависит от A. Обозначим:

$$\frac{q_{вых}}{q_{вх}} = K = \frac{\alpha A}{1 - A\beta};$$

тогда

$$\frac{dK}{dA} = \frac{(1 - AB) + A\beta}{(1 - A\beta)^2}\,\alpha =$$

$$= \frac{\alpha A}{1 - A\beta}\,\frac{1}{1 - A\beta}\,\frac{1}{A} = \frac{K}{A\,(1 - A\beta)}.$$

Таким образом,

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{\Delta A}{A}\,\frac{1}{(1 - A\beta)}, \qquad (6\text{-}4)$$

где $(1 - A\beta) > 1$ при отрицательной обратной связи; $\Delta A/A$ — относительное изменение коэффициента передачи усилителя без обратной связи; $\Delta K/K$ — относительное изменение коэффициента передачи усилителя с обратной связью.

Значит, изменение коэффициента передачи усилителя при замкнутой цепи обратной связи при изменении A снижается на $1/(1 - A\beta)$. В общем случае при изменении усиления возникают нелинейные искажения сигнала, но они также уменьшаются в $1/(1 - A\beta)$ раз при использовании отрицательной обратной связи.

Выражения, полученные выше, показывают, что изменения коэффициента передачи усилителя при замкнутой цепи обратной связи, обусловленные изменениями частоты, уменьшаются в $1/(1 - A\beta)$ раз. Значит, полоса пропускания A усилителя расширяется в такое же число раз при замыкании цепи отрицательной обратной связи при условии, что член $1 - A\beta > 1$.

6-2. СПОСОБЫ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Из теории цепей известны четыре основных способа включения цепи обратной связи, которые показаны на рис. 6-2. Усилитель и цепь обратной связи соединяются между собой как четырехполюсники, имеющие по два входных и выходных зажима. Усилитель напряжения на рис. 6-2,*а* имеет два входных зажима, соединенных последовательно, поэтому входной ток усилителя протекает также через цепь обратной связи *ОС*. (Ток, который поступает через верхний зажим схемы, должен вытекать через нижний зажим). Выходные зажимы соединены параллельно, так что выходное напряжение будет общим для выхода усилителя и цепи обратной связи, а выходной ток распределяется между ними. В усилителе тока входные зажимы соединяются параллельно, а выходные — последовательно, как показано на рис. 6-2,*б*. На рис. 6-2,*в* и *г* показаны остальные возможные комбинации.

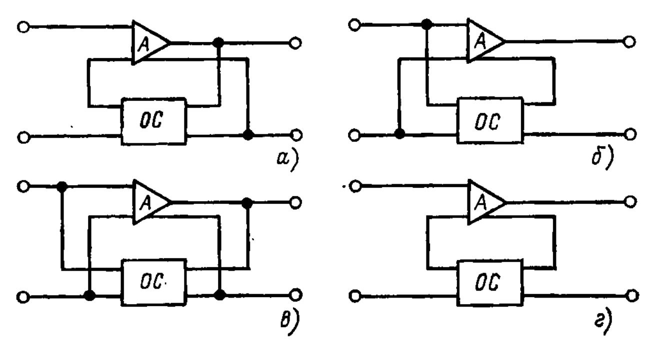


Рис. 6-2. Основные способы подключения цепи обратной связи (ОС) к усилителю.

а — последовательно-параллельный; *б* — параллельно-последовательный; *в* — параллельно-параллельный; *г* — последовательно-последовательный.

Простейшие схемы реализации основных способов присоединения цепей обратной связи показаны на рис. 6-3 и 6-4. На рис. 6-3 показаны схемы, не требующие дополнительных элементов для цепи обратной связи и представляющие системы с коэффициентом передачи цепи обратной связи, равным единице. В схеме на рис. 6-3,*а* выходное напряжение полностью подается на вход схемы и прикладывается последовательно с входным напряжением, а в схеме на рис. 6-3,*б* выходной ток полностью поступает на вход усилителя. В каждом из этих случаев коэффициент передачи в цепи обратной связи равен единице, а схемы представляют собой эмиттерный повторитель и усилитель с ОБ. При коэффициенте передачи в цепи обратной связи, равном единице, в каждой из этих схем коэффициент усиления также будет равным единице.

Коэффициент передачи усилителя с последовательно-параллельной обратной связью. Из схемы рис. 6-3,*а* следует: $u_{вх} = u_A + u_{вых}$, где u_A — напряжение на входе транзистора, а $\beta = -1$. При большом коэффициенте усиления $u_A \ll u_{вых}$, тогда $u_{вх} \approx u_{вых}$. Система имеет коэффициент передачи, равный единице, т. е. обычный для эмиттерного повторителя. Эмиттерный повторитель представляет собой транзистор, включенный по схеме с ОЭ, охваченный цепью последовательно-параллельной обратной связи с коэффициентом передачи, равным единице. В такой схеме коэффициент передачи по напряжению всегда ограничен единицей при условии, что сопротивление нагрузки не слишком велико. Такое поло-

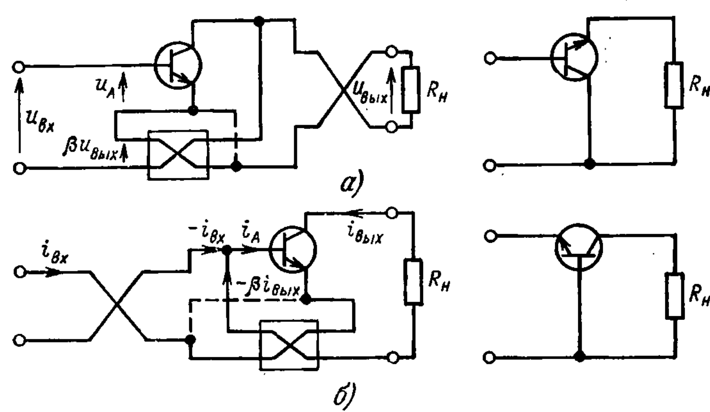


Рис. 6-3. Схемы усилителей с обратной связью, не требующие дополнительных элементов для цепи обратной связи.

а — схема с последовательно-параллельной обратной связью — эмиттерный повторитель; *б* — схема с параллельно-последовательной обратной связью — усилитель с ОБ.

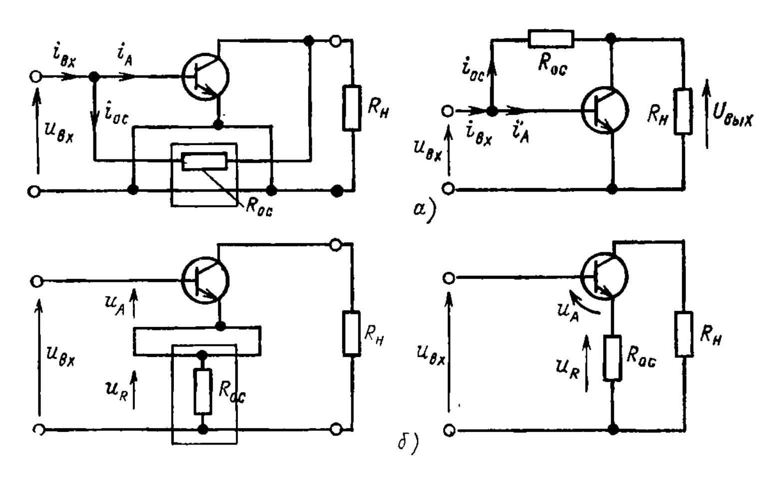


Рис. 6-4. Схемы с параллельно-параллельной (*а*) и последовательно-последовательной обратной связью (*б*).

жение будет сохраняться при любом транзисторе, даже тогда, когда коэффициент передачи по напряжению в схеме с ОЭ будет изменяться в широких пределах. Важной особенностью усилителя с отрицательной обратной связью является то, что коэффициент передачи зависит от свойств внешней схемы, таких как взаимные пересечения в цепи отрицательной обратной связи, показанные на схеме рис. 6-3,*а*, и почти совсем не зависит от параметров транзистора.

Если на рис. 6-3,*а* u_A — это входное напряжение усилителя A, а β представляет собой часть выходного напряжения, которая подается обратно на вход, тогда

$$u_{вх} = u_A + \beta u_{вых} = \frac{u_{вых}}{A} + \beta u_{вых} = \frac{u_{вых}}{A}(1 + A\beta).$$

Отсюда при $A\beta \gg 1$ получаем:

$$u_{вых}/u_{вх} = A/(1 + A\beta) \approx 1/\beta. \qquad (6\text{-}5)$$

Входное сопротивление усилителя с последовательно-параллельной обратной связью. Так как выходное напряжение подается

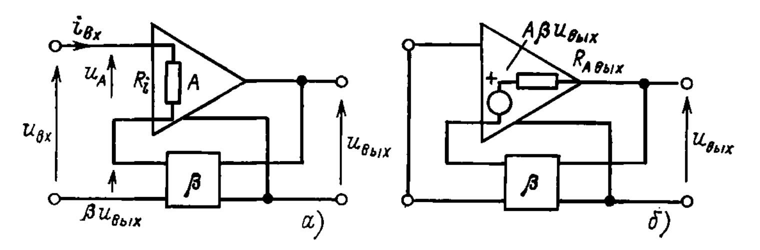


Рис. 6-5. Определение входного (*а*) и выходного (*б*) сопротивлений в схеме с последовательно-параллельной обратной связью.

на вход усилителя последовательно с входным, как показано на рис. 6-5, *а*, напряжение на входном сопротивлении R_i усилителя A при этом уменьшится от значения $u_{вх}$ до $u_A = u_{вх} - \beta u_{вых} = u_{вх} - A\beta u_A$, откуда $u_{вх} = (1 + A\beta)\, u_A$.

Входным током будет ток, протекающий через сопротивление R_i:

$$i_{вх} = \frac{u_A}{R_i} = \frac{u_{вх}}{(1 + A\beta)\, R_i}$$

или

$$R_{вх} = \frac{u_{вх}}{i_{вх}} = (1 + A\beta)\, R_i. \qquad (6\text{-}6)$$

Таким образом, входное сопротивление R_i усилителя возрастает в $(1 + A\beta)$ раз при охвате его цепью обратной связи. Так как коэффициент передачи по напряжению транзистора в схеме с ОЭ приближенно выражается зависимостью $A = -h_{21э}R_н/h_{11э}$, которую можно получить из точной формулы, приведенной

в табл. 1-2, коэффициент передачи в контуре для схемы эмиттерного повторителя записывается в виде $A\beta \approx \frac{h_{21э}}{h_{11э}} R_н$. Полагая, что входным сопротивлением транзистора является $h_{11э}$, входное сопротивление эмиттерного повторителя можно выразить формулой

$$R_{вх} = (1 + A\beta)\, R_i \approx \frac{h_{21э}}{h_{11э}} R_н h_{11э} \approx h_{21э} R_н. \qquad (6\text{-}7)$$

Таким образом, входное сопротивление эмиттерного повторителя пропорционально сопротивлению нагрузки.

Выходное сопротивление усилителя с последовательно-параллельной обратной связью. Выходное сопротивление не зависит от входного сигнала. Поэтому будем считать, что входной сигнал равен нулю, как показано на рис. 6-5,*б*. Тогда напряжение на выходном сопротивлении усилителя A при замкнутой цепи отрицательной обратной связи можно записать в виде $u_{A\,вых} = u_{вых} - A\beta u_{вых} = u_{вых}(1 + A\beta)$. Если пренебречь током, протекающим в цепи обратной связи, то выходной ток можно выразить формулой

$$i_{вых} = u_{A\,вых}/R_{A\,вых} = u_{вых}(1 + A\beta)/R_{A\,вых},$$

откуда выходное сопротивление эмиттерного повторителя

$$R_{вых} = u_{вых}/i_{вых} = R_{A\,вых}/(1 + A\beta). \qquad (6\text{-}8)$$

Следовательно, выходное сопротивление усилителя при замыкании цепи последовательно-параллельной обратной связи уменьшается в $(1 + A\beta)$ раз. При большом коэффициенте передачи в контуре выходное сопротивление становится очень малым.

Коэффициент передачи усилителя с параллельно-последовательной обратной связью. Как видно из рис. 6-3,*б*, часть выходного тока подается обратно на вход усилителя:

$$i_{вх} + \beta i_{вых} = -i_A. \qquad (6\text{-}9)$$

Но $i_{вых} = A_i i_A$, где A_i — коэффициент передачи тока усилителя A.

Тогда $i_{вх} + \beta i_{вых} = -i_{вых}/A_i$ или $i_{вых}/i_{вх} = -A_i/(1 + A_i\beta)$.

Таким образом, для схемы усилителя с ОБ, если сопротивление нагрузки не очень велико, коэффициент передачи по току определяется соотношением

$$\frac{i_{вых}}{i_{вх}} = -\frac{h_{21э}}{(1 + h_{21э})}.$$

Входное сопротивление усилителя с параллельно-последовательной обратной связью. Из формулы (6-9) можно записать

$$R_{вх} = \frac{u_{вх}}{i_{вх}} = \frac{u_{вх}}{-i_A(1 + A_i\beta)} = \frac{R_A}{1 + A_i\beta},$$

так как входное сопротивление усилителя A равно $R_A = -u_{вх}/i_A$. Таким образом,

$$R_{вх} \approx h_{11э}/(1 + h_{21э}), \qquad (6\text{-}10)$$

а так как для схемы с ОБ $y_{21э} = h_{21э}/h_{11э}$, то $R_{вх} \approx 1/y_{21э}$.

Выходное сопротивление усилителя с параллельно-последовательной обратной связью. Если принять входной ток равным нулю, как показано на рис. 6-6, то выходное сопротивление при этом не изменится. Тогда

$$u_{вых} = (i_{вых} + \beta A_i i_{вых}) R_{A\,вых}$$

или

$$u_{вых}/i_{вых} = R_{A\,вых}(1 + A_i\beta). \qquad (6\text{-}11)$$

Таким образом, выходное сопротивление усилителя A при замыкании цепи отрицательной обратной связи увеличивается в $(1 + A_i\beta)$ раз.

Усилитель с параллельно-параллельной обратной связью. При достаточно большом коэффициенте передачи тока входной ток в схеме на рис. 6-4,*а* равен:

$$i_{вх} = i_{о.с} + i_A \approx i_{о.с}.$$

Если входное напряжение мало, то $u_{вых} \approx -R_{о.с} i_{о.с}$, откуда

$$u_{вых}/i_{вх} = -R_{о.с}. \qquad (6\text{-}12)$$

Это соотношение связывает выходное напряжение с входным током, поэтому $R_{о.с}$ является сопротивлением пердачи $R_п$. Цепь параллельно-параллельной обратной связи должна всегда содержать резистивный элемент, такой как $R_{о.с}$. Для того чтобы обратная связь действовала эффективно, должно выполняться неравенство $i_{о.с} \gg i_A$. Это означает, что внутреннее сопротивление передачи усилителя A (которое для одного транзистора равно $-h_{21э}R_н$) должно быть значительно больше по сравнению с сопротивлением $R_{о.с}$. Если транзистор имеет $h_{21э}$, равный, например, 100, а $R_н = 1$ кОм, то внутреннее сопротивление передачи будет равно 100 кОм. Если сопротивление обратной связи $R_{о.с}$=10 кОм, то суммарное сопротивление передачи также будет равно 10 кОм и не будет сильно изменяться при изменении $h_{21э}$, т. е. будет определяться только пассивными элементами. Увеличение $h_{21э}$ только повышает точность, с которой определяется сопротивление передачи, но не увеличивает его более $R_{о.с}$.

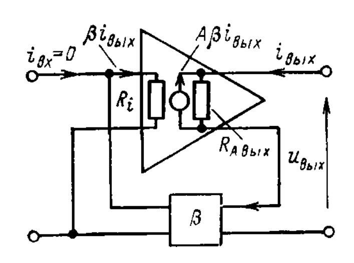


Рис. 6-6. Определение выходного сопротивления схемы с параллельно-последовательной обратной связью.

Входное сопротивление усилителя с параллельно-параллельной обратной связью. В этом случае, как и в усилителе с параллельно-последовательной обратной связью, параллельное соединение усилителя A и цепи обратной связи на входе обеспечивает малое входное сопротивление. Из схемы на рис. 6-4,*а* имеем:

$$\frac{u_{вх}}{i_{вх}} = \frac{u_{вх}}{i_{о.с} + i_A} = \frac{u_{вх}}{i_A(1 + A_i\beta)} = \frac{R_A}{1 + A_i\beta}, \qquad (6\text{-}13)$$

где A_i — коэффициент передачи тока; β — доля выходного тока, подаваемого обратно на вход.

Усилитель с последовательно-последовательной обратной связью. Если проводимость передачи усилителя $i_{вых}/u_A$ достаточно велика, то из схемы на рис. 6-4,*а* следует:

$$u_{вх} = u_A + u_R \approx u_R. \qquad (6\text{-}14)$$

Так как $i_{вых} \approx u_R/R_{о.с}$, то $i_{вых}/u_{вх} = 1/R_{о.с} = G_{о.с}$. Таким образом, элемент обратной связи $R_{о.с}$ определяет проводимость передачи системы с последовательно-последовательной обратной связью.

Входное сопротивление усилителя с последовательно-последовательной обратной связью. Если выходное напряжение транзистора равно Au_A, а $u_R = \beta A u_A$, тогда, используя схему на рис. 6-4,*б*, можно записать:

$$u_{вх} = u_A + u_R = u_A(1 + A\beta). \qquad (6\text{-}15)$$

Следовательно, входное сопротивление системы с обратной связью

$$u_{вх}/i_{вх} = u_A(1 + A\beta)/i_{вх} = R_A(1 + A\beta). \qquad (6\text{-}16)$$

Таким образом, входное сопротивление усилителя возрастает от значения входного сопротивления без обратной связи R_A до произведения $R_A A.\beta$.

Выводы. Четыре рассмотренных способа присоединения цепи обратной связи придают усилителю разные свойства. Параллельное соединение дает в результате малое входное или выходное сопротивление, а последовательное соединение цепи обратной связи приводит к увеличению этих сопротивлений. Указанные свойства обратной связи представлены в табл. 6-1.

Таблица 6-1

Характеристики систем с обратной связью

Тип обратной связи	Сопротивление	
	входное	выходное
Последовательно-параллельная	Большое	Малое
Параллельно-последовательная	Малое	Большое
Параллельно-параллельная	Малое	Малое
Последовательно-последовательная	Большое	Большое

6-3. ПРИМЕРЫ СИСТЕМ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

6-3-1. Применение эмиттерного повторителя в качестве буферного усилителя

Так как эмиттерный повторитель является усилителем с последовательно-параллельной обратной связью, который имеет коэффициент передачи по напряжению, близкий к единице, малое выход-

ное и большое входное сопротивления, он может хорошо работать в качестве буферного каскада.

Как было показано в § 6-2, в широком диапазоне сопротивлений нагрузки для эмиттерного повторителя справедливо равенство

$$R_{вх} \approx h_{21э} R_{н},$$

где $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока транзистора.

Следовательно, если принять $h_{21э} = 100$ и $R_н = 1$ кОм, то входное сопротивление будет приближенно равно 100 кОм. Таким же образом для выходного сопротивления можно записать:

$$R_{вых} \approx R_c / h_{21э},$$

где R_c — сопротивление источника сигнала.

Поскольку транзистор обладает усилением по току, входной ток в $h_{21э}$ раз меньше выходного. А коэффициент передачи по напряжению для эмиттерного повторителя близок к единице. Из табл. 1-2 имеем:

$$K_U \approx h_{21э} R_н / (h_{11э} + h_{21э} R_н).$$

Если принять, что $R_н = 1$ кОм, $h_{11э} = 2$ кОм, $h_{21э} = 100$, а ток эмиттера равен 1 мА, то

$$K_U = \frac{100 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3} = 0{,}98.$$

Если рабочий ток велик, то $h_{11э}$ уменьшается, а коэффициент передачи по напряжению станет еще ближе к единице. Однако напряжение, приложенное непосредственно к переходу база—эмиттер, которое необходимо для получения большого тока, возрастает при больших токах и, следовательно, напряжение на эмиттере уменьшается.

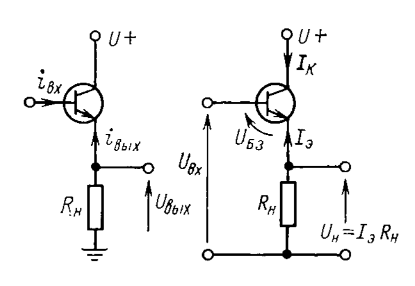


Рис. 6-7. Основная схема эмиттерного повторителя или усилителя с ОК.

Проектирование эмиттерного повторителя осуществляется достаточно просто, так как он представляет собой схему, охваченную отрицательной обратной связью. Ток эмиттера должен быть таким же, который требуется для создания необходимого падения напряжения на сопротивлении нагрузки. Это падение напряжения должно быть близким к выходному напряжению.

Таким образом, в схеме эмиттерного повторителя (рис. 6-7), если предположить, что $u_{вх} = 4{,}5$ В, а падение напряжения на переходе база-эмиттер составляет 0,5 В, выходное напряжение равно 4 В. Если рабочий ток транзистора равен 2 мА, можно найти сопротивление резистора нагрузки:

$$R_н = U_н / I_Э = 4/(2 \cdot 10^{-3}) = 2 \text{ кОм}.$$

Ток покоя, протекающий через транзистор, определяется напряжением, приложенным к базе, и сопротивлением нагрузки. Транзистор всегда будет обеспечивать требуемый ток даже в том случае, когда он перейдет в область, где рассеиваемая мощность превышает допустимую. При случайном замыкании эмиттера на землю, т. е. когда сопротивление нагрузки уменьшается до нуля, ток через транзистор может стать очень большим. В этом случае рассеиваемая мощность должна быть ограничена путем включения резистора в цепь коллектора.

Способы подачи напряжения на базу в схеме эмиттерного повторителя. В некоторых случаях, например на рис. 6-8, база транзистора эмиттерного повторителя непосредственно соединена с коллектором транзистора предшествующего каскада. При этом нет необходимости предусматривать специальные цепи для подачи постоянного напряжения на базу транзистора. Если же эмиттерный повторитель подключается к источнику сигнала с помощью емкостной связи, тогда необходимо применять какие-то способы подачи постоянного напряжения на базу транзистора, которые не оказывали бы влияния на сигналы. Три таких способа показаны на рис. 6-9.

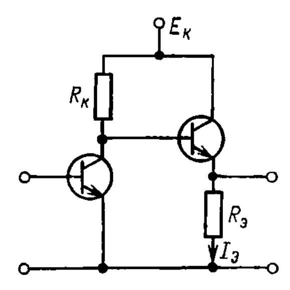


Рис. 6-8. Эмиттерный повторитель, связанный непосредственно с предыдущим каскадом.

На рис. 6-9,*а* показан способ смещения эмиттерного повторителя с помощью базового тока. В этом случае базовый ток оказывает ограниченное влияние на напряжение на эмиттере, а отрицательная обратная связь, осуществляемая через $R_э$, обеспечивает такие условия, при которых напряжение на эмиттере не может изменяться в широких пределах. При возрастании коэффициента передачи тока транзистора для больших сигналов $h_{21Э}$ ток эмиттера не будет расти пропорционально ему, поскольку возрастает напряжение на эмиттере и это приводит к уменьшению тока базы до значения, которое необходимо для поддержания тока эмиттера на уровне $U_Э / R_э$. При условии, что напряжением между базой и эмиттером $U_{БЭ}$ можно пренебречь, токи покоя записываются в виде

$$i_Б \approx (E_к - U_Э)/R_б; \quad i_К \approx U_Э / R_э,$$

где $E_к$ — напряжение источника питания.

Так как $i_К = h_{21Э} i_Б$, то

$$\frac{E_к - U_Э}{R_б} h_{21Э} = \frac{U_Э}{R_э},$$

откуда

$$U_Э = \frac{E_к h_{21Э}}{R_б / R_э + h_{21Э}}.$$

Чтобы определить влияние изменений статического коэффициента передачи тока, продифференцируем это выражение по $h_{21Э}$:

$$\frac{dU_Э}{dh_{21Э}} = \frac{E_к(R_б/R_э + h_{21Э}) - E_к h_{21Э}}{(R_б/R_э + B)^2} =$$
$$= \frac{E_к R_б/R_э}{(R_б/R_э + h_{21Э})^2} = \frac{U_Э R_б/R_э}{B(R_б/R_э + h_{21Э})},$$

так как

$$\frac{E_к}{R_б/R_э + h_{21Э}} = \frac{U_Э}{h_{21Э}}.$$

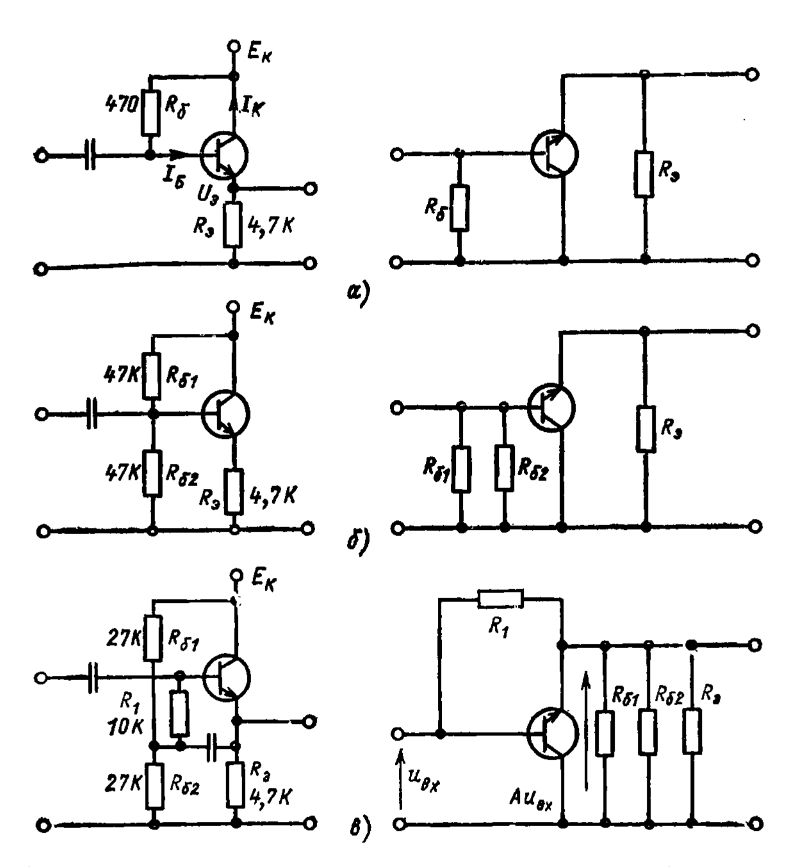


Рис. 6-9. Три способа подачи напряжения смещения на базу эмиттерного повторителя и соответствующие малосигнальные эквивалентные схемы.

Изменение напряжения $U_Э$, обусловленное изменением $h_{21Э}$, будет равно:

$$\frac{dU_Э}{U_Э} = \frac{1}{1 + BR_э/R_б}\frac{dh_{21Э}}{h_{21Э}}. \qquad (6\text{-}17)$$

В устройстве, показанном на рис. 6-9, *а*, где $h_{21Э} = 100$ и $R_э/R_б = 0{,}01$, изменение выходного напряжения равно половине изменения коэффициента передачи тока.

Более высокую стабильность обеспечивает устройство на рис. 6-9, *б*, в котором базовый ток подается от резистора, имеющего сопротивление, равное эквивалентному сопротивлению параллельно соединенных резисторов $R_{б1}$ и $R_{б1}$. Таким образом, здесь $R_э/R_б = 1/5$, тогда

$$\frac{dU_Э}{U_Э} = \frac{1}{20}\frac{dh_{21Э}}{h_{21Э}}.$$

Однако это устройство имеет меньшее входное сопротивление, так как в нем два резистора цепи смещения непосредственно шунтируют вход эмиттерного повторителя. Когда требуется сохранить

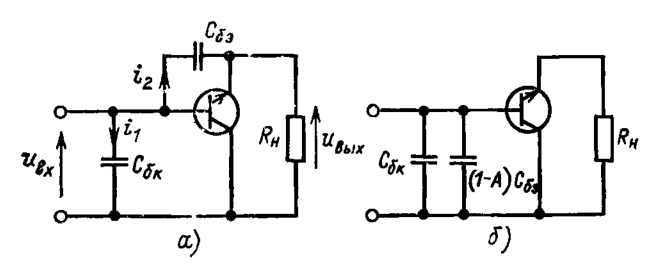


Рис. 6-10. Определение входной емкости эмиттерного повторителя.

высокое входное сопротивление эмиттерного повторителя, можно использовать схему, показанную на рис. 6-9, *в*. Здесь, как и прежде, $R_б \approx 25$ кОм, но эффективное входное сопротивление выше, так как на частоте сигнала только один элемент R_1 присоединен к базе. Напряжение на резисторе R_1 равно $u_{вх} - Au_{вх}$, и при $A = 0{,}98$ через него будет протекать ток

$$i_R = (1 - A)\, u_{вх}/R_1 = 0{,}02 u_{вх}/(10 \cdot 10^3).$$

Действующее сопротивление R_1 со стороны входа усилителя равно: $u_{вх}/i_R = 500$ кОм.

Так как входное сопротивление транзистора, работающего в качестве эмиттерного повторителя, при $h_{21Э} = 100$ приблизительно равно $h_{21Э}R_н = 470$ кОм, входное сопротивление схемы составляет примерно 250 кОм.

Входная емкость эмиттерного повторителя. Влияние емкости база-эмиттер на входную проводимость усилителя определяется аналогично влиянию резистора R_1 на рис. 6-9, *в*. В схеме на рис. 6-10, *а* ток i_2 равен:

$$i_2 = sC_{бэ}(u_{вх} - u_{вых}).$$

Суммарный ток входной емкости можно записать в виде

$$i_C = i_1 + i_2 = sC_{бк}u_{вх} + (1-A)\,sC_{бэ}u_{вх},$$

где A близко к единице. Таким образом, действующая входная емкость равна:

$$C_{вх} = C_{бк} + (1-A)\,C_{бэ}. \qquad (6\text{-}18)$$

Емкости транзисторов имеют следующие типовые значения: $C_{бк} = 2$ пФ и $C_{бэ} = 30$ пФ, так что входная емкость эмиттерного повторителя в основном будет обусловлена последним членом уравнения (6-18). Она много меньше по сравнению с емкостью в схеме усилителя с ОЭ (рис. 6-10, *б*), в которой

$$C_{вх} = C_{бэ} + (1-A)\,C_{бк}, \qquad (6\text{-}19)$$

где A имеет отрицательный знак и в большинстве случаев значительно больше единицы. Это увеличение емкости, известное под названием эффекта Миллера, может существенно изменить высокочастотные характеристики.

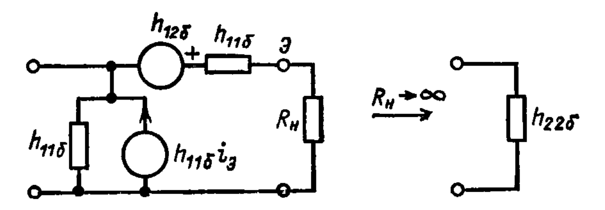


Рис. 6-11. Эквивалентная схема эмиттерного повторителя и ее вид при бесконечно большом сопротивлении нагрузки.

Максимальное входное сопротивление эмиттерного повторителя. Из кривой на рис. 1-37 видно, что входное сопротивление эмиттерного повторителя с увеличением сопротивления нагрузки достигает максимального значения, после чего дальнейшее увеличение $R_н$ не оказывает влияния на входное сопротивление. Каким образом входное сопротивление получается максимальным, можно пояснить с помощью эквивалентной схемы эмиттерного повторителя (рис. 6-11), в которой использованы параметры транзистора, включенного по схеме с ОБ. Очевидно, что при бесконечно большом сопротивлении нагрузки $R_н$ и $i_э = 0$ база и коллектор замкнуты только через проводимость $h_{21б}$. Выражая эту проводимость через h-параметры схемы с ОЭ, получаем:

$$R_{вх\,max} = 1/h_{22б} = (1 - h_{12э} + h_{21э} + \Delta h)/h_{22э}. \qquad (6\text{-}20)$$

6-3-2. Применение эмиттерного повторителя в качестве выходного каскада в усилителе с непосредственной связью

Эмиттерный повторитель можно использовать для получения требуемого выходного тока при малом выходном сопротивлении.

Эмиттерный повторитель. Выбранный транзистор должен иметь необходимую допустимую рассеиваемую мощность, а сопротивление резистора в цепи эмиттера $R_э$ в схеме на рис. 6-12 можно рассчитать, исходя из условий работы каскада.

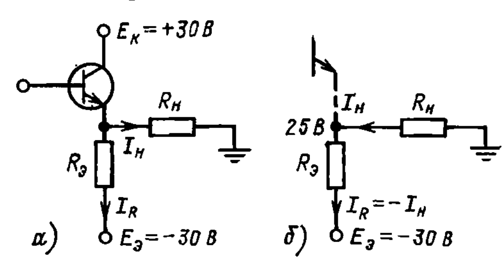


Рис. 6-12. Токи в эмиттерном повторителе с непосредственной связью с нагрузкой (*а*) и напряжения и токи при минимальном выходном напряжении (*б*).

Напряжения источников питания равны +30 и —30 В, сопротивление нагрузки 5 кОм, а максимальное выходное напряжение 25 В. Можно найти максимальный ток нагрузки:

$$I_{н\,max} = U_{н\,max}/R_н = 25/(5\cdot10^3) = 5 \text{ мА}.$$

Когда выходное напряжение $U_н$ минимально (—25 В), ток нагрузки должен протекать через $R_э$ и не должен протекать через транзистор. Исходя из этого условия (пунктир на рис. 6-12, *б*), находим максимальное сопротивление:

$$R_э = (U_{н\,min} - E_э)/I_н = [-25-(-30)]/(5\cdot10^{-3}) = 1 \text{ кОм}.$$

В общем случае из транзистора ток поступает в резисторы $R_н$ и $R_э$. Тогда

$$I_э = I_н + I_R = U_н/R_н + (U_н - E_э)/R_э.$$

Рассеиваемая мощность. Мощность рассеивается главным образом на переходе база—коллектор, на котором имеется максимальное напряжение,

$$P_к \approx U_{кэ}I_к = (E_к - U_н)\left(\frac{U_н}{R_н} + \frac{U_н - E_э}{R_э}\right) = (E_к - U_н)\left[\frac{U_н(R_э+R_н)}{R_эR_н} - \frac{E_э}{R_э}\right].$$

Чтобы найти напряжение, соответствующее максимальной рассеиваемой мощности, продифференцируем $P_к$ по $U_н$:

$$\frac{dP_к}{dU_н} = \frac{R_э+R_н}{R_эR_н}E_к - \frac{2U_н(R_э+R_н)}{R_эR_н} + \frac{E_э}{R_э}$$

или при $E_э = -E_к$

$$\frac{dP_к}{dU_н} = \frac{E_к}{R_н} - 2U_н\frac{R_э+R_н}{R_эR_н} = 0,$$

чтобы найти максимум (или минимум).

Таким образом, выходное напряжение, при котором рассеиваемая мощность максимальна, равно:

$$U_{н\,(P_{к\,max})} = \frac{E_кR_э}{2(R_э+R_н)} = \frac{30}{2}\cdot\frac{10^3}{5\cdot10^3+10^3} = 2{,}5 \text{ В}.$$

Если напряжение на сопротивлении нагрузки $U_н$ больше этого значения, то ток эмиттера $I_Э$ будет также больше, а напряжение $U_{КЭ}$ станет меньше. При меньших $U_н$ картина обратная. В этом случае

$$P_{к\,max} = (E_к - U'_н)\,((U'_н - E_э)/R_э + U'_н/R_н),$$

где $U'_н$ — напряжение на нагрузке при максимальной рассеиваемой мощности. В этом выражении первый сомножитель представляет собой напряжение на транзисторе, первое слагаемое — ток в $R_э$, а второе — ток в нагрузке. Подставляя соответствующие величины, получаем:

$$P_{к\,max} = 27{,}5\,(27{,}5\cdot10^{-3} + 0{,}5\cdot10^{-3}) = 0{,}77\ Вт.$$

Таким образом, для эмиттерного повторителя требуется транзистор с рассеиваемой мощностью около 1 Вт. Очевидно, что основное значение имеет составляющая тока, которая протекает через $R_э$, а ток через внешнюю нагрузку мал. Первую из названных составляющих можно уменьшить, используя различные методы, которые описываются далее.

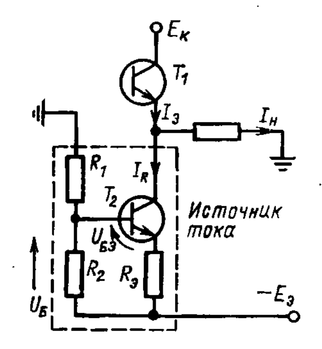


Рис. 6-13. Схема эмиттерного повторителя с источником тока в цепи эмиттера.

Эмиттерный повторитель с источником тока в цепи эмиттера. Если резистор в цепи эмиттера $R_э$ заменить источником тока, который обеспечивает ток 5 мА, то требуемая мощность значительно уменьшится. Этот ток необходим, когда выходное напряжение минимально, а в нагрузке протекает максимальный ток от источника $E_э$, как показано на рис. 6-12, *б*.

Использование эмиттерного повторителя в качестве источника тока. Если входное напряжение эмиттерного повторителя поддерживается на постоянном уровне, то напряжение на эмиттере имеет примерно такое же значение, а ток коллектора определяется сопротивлением резистора в цепи эмиттера:

$$I_К \approx (U_Б - U_{БЭ})/R_э.$$

Схема с источником постоянного тока показана на рис. 6-13. Из этой схемы определим мощность, рассеиваемую коллектором;

$$P_к \approx U_{КЭ}\,(I_R + I_н) = (E_к - U_н)\,(I_R + U_н/R_н);$$

$$\frac{dP_к}{dU_н} = \frac{E_к}{R_н} - I_R - 2\frac{U_н}{R_н};$$

$$U'_н = U_{н\,(P_{к\,max})} = E_к/2 - I_R R_н/2 = 30/2 - 5\cdot10^{-3}\cdot5\cdot10^3/2 = 2{,}5\ В;$$

$$P_{к\,max} = (E_к - U'_н)\,(I_R + U'_н/R_н) =$$
$$= (30 - 2{,}5)\,(5\cdot10^{-3} + 2{,}5/(5\cdot10^3)) = 0{,}151\ мВт.$$

Таким образом, в схеме с источником постоянного тока требуемая мощность существенно меньше, чем в предыдущем случае.

Например, минимальное выходное напряжение равно — 25 В, поэтому напряжение на коллекторе транзистора T_2 не должно возрастать выше —27 В. Если принять $U_Б$ = 3 В (R_1 = 27 кОм, R_2 = 3 кОм при $E_э$ = —30 В), то напряжение на $R_э$ будет равно приблизительно 2,5 В при условии, что транзистор T_2 кремниевый. Таким образом, $R_э = 3/(5\cdot10^{-3}) = 600$ Ом. Если выбрать стандартный резистор 560 Ом, то он обеспечит удовлетворительную работу источника постоянного тока.

Эмиттерный повторитель с дополняющими транзисторами. В предыдущем примере большая доля рассеиваемой мощности транзистора T_1 была обусловлена током, протекающим через источник постоянного тока, равным 5 мА. Если использовать два эмиттерных повторителя, один из которых вырабатывает положительное выходное напряжение, а другой — отрицательное, то в результате ток покоя в схеме станет близким нулю.

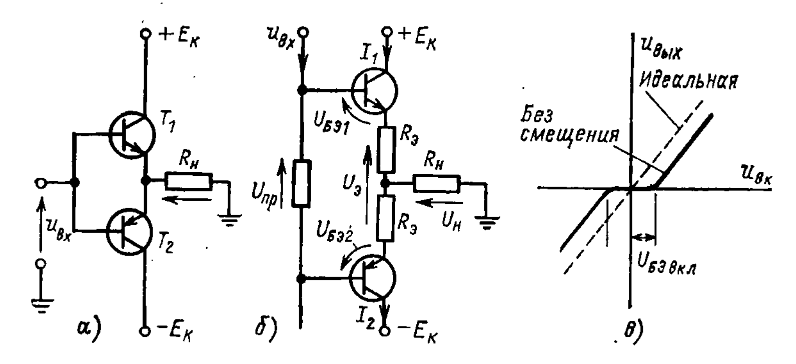


Рис. 6-14. Схема эмиттерного повторителя с дополняющими транзисторами.

а — без смещения; *б* — с прямым смещением $U_{пр}$; *в* — ее передаточная характеристика.

В схеме на рис. 6-14, *а* при положительном напряжении $U_н$ ток в нагрузку поступает от транзистора T_1, а при отрицательном $U_н$ ток, протекающий через сопротивление нагрузки, обеспечивается транзистором T_2. Заметим, что транзистор T_2 типа *p-n-p*, а транзистор T_1 — *n-p-n*. При входном напряжении, равном нулю, оба транзистора находятся в закрытом состоянии, так как ни на один из них не подается необходимое прямое смещение. Входное напряжение, при котором происходит открывание транзистора ($U_{БЭ\,вкл}$ на рис. 6-14, *в*), составляет ±0,15 В для германиевых транзисторов, а для кремниевых транзисторов это напряжение возрастает до ±0,5 В. В линейных усилителях область закрытого состояния транзистора нежелательна, а в переключающих системах она не оказывает влияния на их работу. Для линейных усилителей желательно, чтобы оба транзистора открывались при $u_{вх}$ = 0. В этом случае переход с одного транзистора на другой

будет осуществляться плавно. Если между базами транзисторов приложить напряжение $U_{пр}$, которое несколько больше суммы двух напряжений включения, то разность между ними будет определять токи эмиттеров и, следовательно, токи коллекторов I_1 и I_2 на рис. 6-14, *б*. В этой схеме имеются три режима работы:

1. $U_н = 0$. Оба транзистора открыты ($I_1 = I_2 = U_Э/2R_э$, где $U_Э = U_н - U_{БЭ1} + U_{БЭ2}$). Сопротивление выбирается таким образом, чтобы обеспечить приемлемый ток покоя, который обычно значительно меньше максимального тока в нагрузке $I_{н\,max}$.

2. $U_н > 0$. Ток нагрузки протекает через верхний эмиттерный резистор, благодаря чему напряжение на нем повышается. В результате напряжение на нижнем резисторе снижается и уменьшается ток I_2. При несколько большем напряжении на сопротивлении нагрузки $U_н$, когда $I_1R_э = U_{пр} - U_{БЭ1}$, на транзисторе T_2 прямого смещения уже не будет и он перейдет в закрытое состояние. Ток в нагрузке теперь равен току I_1, а полная рассеиваемая мощность определяется соотношением

$$I_н(E_к - U_н) = \frac{U_н}{R_н}(E_к - U_н).$$

3. $U_н < 0$. В этом случае ток в нагрузку поступает от транзистора T_2. Если пренебречь малыми токами, то рассеиваемая мощность приблизительно равна:

$$P_к \approx U_{КЭ}I_К = (E_к - U_н)\frac{U_н}{R_н};$$

$$\frac{dP_к}{dU_н} = \frac{E_к - 2U_н}{R_н}$$

или

$$U_{н(P_{к\,max})} = E_к/2,$$

следовательно, $P_{к\,max} = E_к^2/(4R_н)$.

При напряжении источника питания ±30 В и $R_н = 5$ кОм максимальная рассеиваемая мощность $P_{н\,max} = 0{,}045$ Вт. Таким образом, в данном случае появляется возможность вместо транзисторов средней мощности использовать маломощные транзисторы. Если в схеме на рис. 6-14, *б* принять, что прямое напряжение $U_{пр} = 1{,}5$ В, а напряжение между базой и эмиттером, при котором транзистор открывается, равно 0,6 В, то напряжение на эмиттерных резисторах $U_Э$ будет составлять 0,3 В. Ток эмиттера $I_Э = U_Э/2R_э$, так что при $I_Э = 1$ мА $R_э = 150$ Ом. Из графика на рис. 6-15 видно, что рассеиваемая мощность при $U_н = 0$ сравнительно велика. Это объясняется тем, что через транзисторы протекает небольшой ток — около 1 мА, но все напряжение целиком приложено к транзисторам. Сравнительно небольшое сопротивление $R_э$ позволяет обеспечить такие условия, что при полной нагрузке напряжение на нем составляет всего 0,75 В.

Составной эмиттерный повторитель — схема Дарлингтона. В рассмотренных ранее схемах к транзистору предъявлялось единственное требование, чтобы он соответствовал рассеиваемой мощности. Однако при более глубоком анализе необходимо учитывать и входной ток, так как он может оказывать влияние на работу предыдущего каскада. Типовое значение коэффициента передачи тока $h_{21э}$ равно 100. Это означает, что входной ток составляет одну сотую часть выходного. Но и его можно уменьшить путем непосредственного подключения еще одного эмиттерного повторителя на входе, как показано в схеме на рис. 6-16, *а*. Влияние второго каскада заключается в увеличении общего коэффициента передачи тока, который теперь равен произведению, т. е. $h_{21э} = h_{21э1}h_{21э2}$, где $h_{21э1}$ и $h_{21э2}$ — коэффициенты передачи тока первого и второго транзисторов соответственно. На рис. 6-16, *б* показано, каким образом изменяются коллекторные характеристики при таком соединении транзисторов. Первый транзистор при этом будет работать при малых уровнях тока, при которых его характеристики существенно ухудшаются. Этот недостаток можно в некоторой степени устранить путем включения резистора $R_б$, который показан на рис. 6-16, *а*. Поскольку на этом резисторе поддерживается сравнительно постоянное напряжение, равное напряжению на переходе база-эмиттер транзистора T_2, он потребляет от транзистора T_1 ток постоянного значения. Если транзистор T_2 кремниевый, а сопротивление резистора $R_б = 10$ кОм, тогда ток эмиттера равен:

$$I_Э = U_{БЭ}/R_б = 0{,}6/(10 \cdot 10^3) = 60 \text{ мкА}.$$

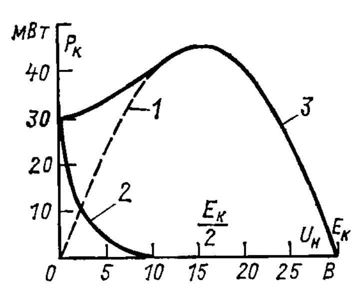


Рис. 6-15. Зависимость мощности рассеяния транзистора в схеме эмиттерного повторителя с дополняющими транзисторами от напряжения на нагрузке.

1 — мощность в нагрузке; *2* — мощность, рассеиваемая транзистором T_1 или T_2; *3* — полная мощность $P_к$ транзистора T_1 или T_2.

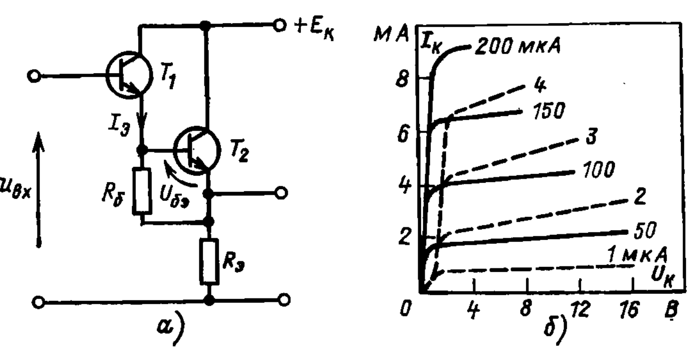


Рис. 6-16. Каскад с непосредственной связью по схеме Дарлингтона (*а*) и коллекторные характеристики одиночного транзистора (сплошные линии) и схемы Дарлингтона (пунктирные линии) (*б*).

6-3-3. Эмиттерный повторитель с улучшенными характеристиками

Применение транзисторов разнотипной проводимости позволяет построить схему составного эмиттерного повторителя, который имеет характеристики, сходные с характеристиками каскада, построенного по схеме Дарлингтона. Схема соединения разнотипных транзисторов приведена на рис. 6-17, *а*. Из схемы видно, что между входом и выходом имеется только одно напряжение база—эмиттер. Эта особенность является положительным качеством схемы. Транзистор T_2 действует как каскад с общим эмиттером, который увеличивает эмиттерный ток транзистора T_1. Коэффициент передачи по току здесь такой же, как и в схеме Дарлингтона, т. е. равен произведению коэффициентов передачи тока транзисторов T_1 и T_2. Отличительная особенность схемы — более низкие входное и выходное сопротивления по сравнению со схемой Дарлингтона. Кроме того, входное и выходное сопротивления пропорциональны сопротивлению нагрузки и внутреннему сопротивлению источника сигнала, тогда как схема Дарлингтона имеет более постоянные рабочие характеристики. На рис. 6-17, *б* показана еще одна схема соединения разнотипных транзисторов. При строгом подходе эту схему нельзя рассматривать как эмиттерный повторитель, поскольку здесь перед эмиттерным повторителем имеется каскад с ОЭ. В результате схема имеет выходные характеристики, присущие эмиттерному повторителю, и в то же время обладает малым входным сопротивлением, характерным для схемы с ОЭ, обеспечивает инвертирование сигнала и усиление по напряжению.

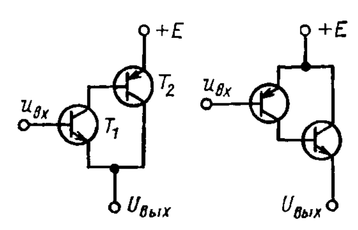


Рис. 6-17. Схемы составных каскадов на разнотипных транзисторах.

а — эмиттерный повторитель с улучшенными характеристиками; *б* — схема с ОЭ — ОК.

6-3-4. Истоковый повторитель

Переход база—эмиттер в биполярных транзисторах находится под напряжением прямого смещения, поэтому каскады на таких транзисторах всегда работают с базовым током. В случаях, когда работа с базовым током нежелательна, можно использовать полевые транзисторы. На рис. 6-18 показано, каким образом полевой транзистор можно использовать для контроля напряжения на конденсаторе. Через смещенный в обратном направлении входной переход полевого транзистора протекает ток порядка 10^{-9} А. Такой небольшой ток оказывает существенно меньшее влияние на заряд конденсатора по сравнению со смещенным в прямом направлении переходом биполярного транзистора. Однако схема, приведенная на рис. 6-18, имеет некоторые недостатки:

1. Напряжение между затвором и истоком зависит от изменений входного напряжения, вследствие чего ухудшается линейность схемы (рис. 6-20).

2. Выходное напряжение положительно относительно напряжения на затворе.

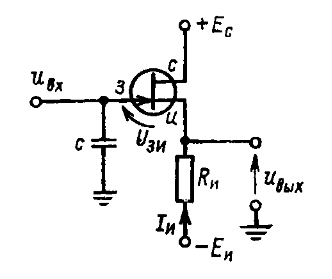


Рис. 6-18. Схема контроля напряжения на конденсаторе с помощью истокового повторителя.

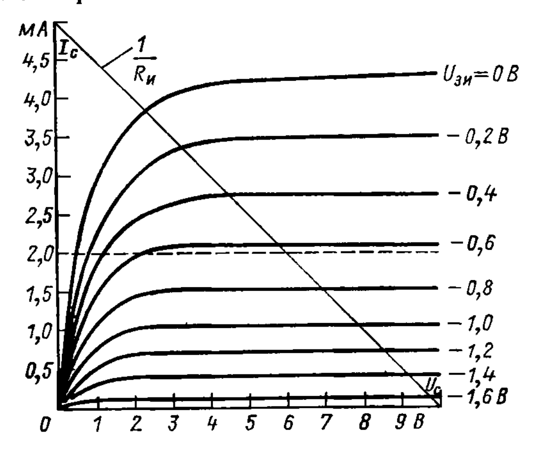


Рис. 6-19. Выходные характеристики полевого транзистора 2N3819.

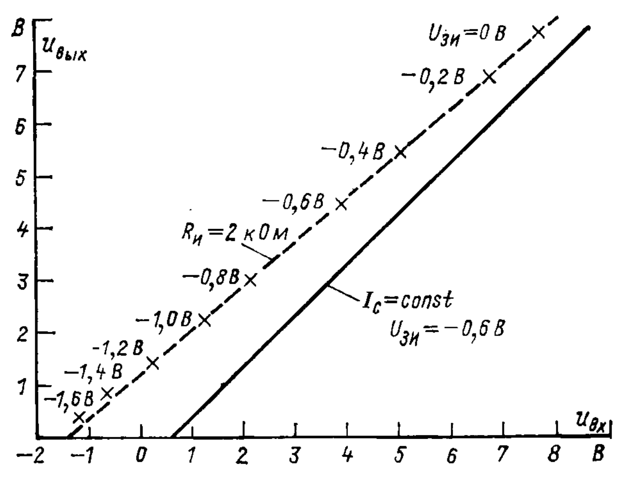


Рис. 6-20. Передаточные характеристики истоковых повторителей, показанных на рис. 6-18 и 6-21.

Таблица 6-2

$U_{ЗИ}$, В	$I_С = I_И$, мА	$U_{вых} = I_И R_И$, В	$U_{вх} = U_{ЗИ} + U_{вых}$, В
—1,6	0,2	0,4	—1,2
—1,4	0,4	0,8	—0,6
—1,2	0,75	1,5	0,3
—1,0	1,1	2,2	1,2
—0,8	1,5	3,0	2,2
—0,6	2,15	4,3	3,7
—0,4	2,75	5,5	5,1
—0,2	3,4	6,8	6,6
0	3,8	7,6	7,6

3. Коэффициент передачи несколько меньше по сравнению с аналогичной схемой на биполярном транзисторе.

4. Максимальный ток через транзистор $I_{СИ}$ протекает при напряжении между затвором и истоком, равном нулю. Для полевого транзистора, характеристики которого показаны на рис. 6-19, максимальный ток равен 4,25 мА. Биполярный транзистор такого ограничения тока не имеет и всегда будет стремиться пропустить требуемый ток.

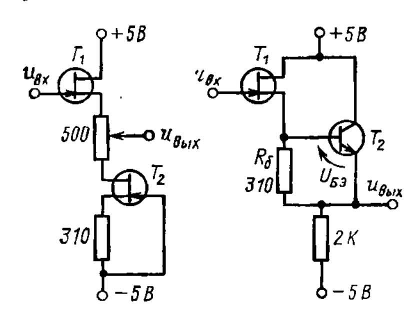


Рис. 6-21. Схемы истоковых повторителей с источниками постоянного тока.

а — источник тока на полевом транзисторе; *б* — относительно постоянный ток равен $U_{БЭ}/R_б$.

Соотношение между входным и выходным напряжениями. $U_{вх} = U_{ИЗ} + U_{вых} = U_{ИЗ} + I_И R_И$. Если принять, что $E_И = -5$ В, $E_С = +5$ В и $R_И = 2$ кОм, то можно рассчитать данные, которые приведены в табл. 6-2, и построить график (рис. 6-20).

Работа при постоянном токе. Если резистор в цепи истока $R_И$ заменить источником тока, то напряжение между затвором и истоком $U_{ЗИ}$ будет оставаться неизменным при изменении входного напряжения. Пунктирная линия на рис. 6-19 показывает режим работы при постоянном токе $I_С = 2$ мА, когда $U_{ЗИ} \approx -0,6$ В.

Источник тока. Постоянный ток, равный 2 мА, можно получить, используя полевой транзистор с резистором в цепи истока, $R_И = U_{ЗИ}/I_И = 0,6/(2 \cdot 10^{-3}) \approx 310$ Ом.

Компенсация напряжения между затвором и истоком. На истоке транзистора T_1 в схеме на рис. 6-21,*а* напряжение 0,62 В имеет положительный знак относительно входного напряжения. Если в цепь истока включить резистор сопротивлением 500 Ом, то благодаря току 2 мА, значение которого определяется источником тока, на этом резисторе будет создаваться падение напряжения около 1 В. Часть этого напряжения можно использовать для компенсации напряжения между затвором и истоком. Еще один метод компенсации показан на рис. 6-21, *б*. В этой схеме биполярный транзистор T_2 работает в качестве эмиттерного повторителя и обеспечивает малое выходное сопротивление. Этот транзистор также поддерживает относительно неизменное напряжение на резисторе $R_б$, обеспечивая таким образом требуемый ток истока транзистора T_1. Если резистор $R_б$ сделать переменным, то разница между выходным и входным напряжениями может быть равной нулю.

6-3-5. Использование операционного усилителя в качестве повторителя напряжения

Хороший повторитель напряжения легко построить, используя операционный усилитель с единичной последовательно-параллельной обратной связью. Схема такого повторителя приведена на

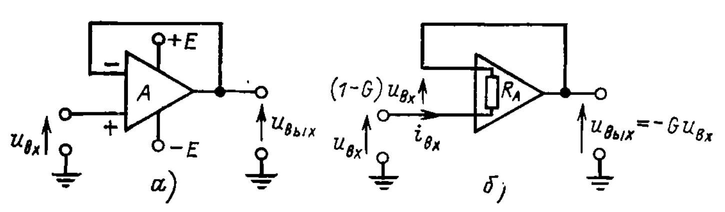


Рис. 6-22. Схема включения операционного усилителя в качестве повторителя напряжения (*а*) и определение его входного сопротивления (*б*).

рис. 6-22, *а*. Входное напряжение, поступающее непосредственно на усилитель, равно $u_{вх} - u_{вых}$. Выходное напряжение можно записать в виде

$$u_{вых} = A(u_{вх} - u_{вых}),$$

откуда

$$u_{вых}/u_{вх} = A/(1+A). \qquad (6\text{-}21)$$

Коэффициент передачи по напряжению такого усилителя очень велик, как правило, порядка 10^5, и благодаря этому коэффициент передачи по напряжению повторителя получается близким к единице:

$$G = 10^5/100001 = 0{,}99999.$$

Используя биномиальное разложение

$$1/(1+x) \approx (1-x) \quad \text{при} \quad x \ll 1, \qquad (6\text{-}22)$$

выражение (6-21) удобно записать в приближенном виде:

$$u_{вых}/u_{вх} = 1/(1+1/A) \approx 1\,(1-1/A),$$

откуда видно, что отклонение коэффициента передачи от единицы равно $1/A$ и составляет 10^{-5} (или 10^{-3}%). Таким образом, коэффи-

циент передачи по напряжению в этой схеме значительно ближе к единице по сравнению с эмиттерным повторителем.

Частотная характеристика повторителя напряжения. Зависимость коэффициента передачи по напряжению от частоты для операционного усилителя общего назначения приведена на рис. 6-23. Если коэффициент передачи по напряжению и частота отложены в логарифмическом масштабе, то характеристика имеет вид прямой линии, которая проходит от точки излома на частоте около 10 Гц до точки, где коэффициент передачи равен единице. Эта характеристика приведена специально для того, чтобы показать возможность работы усилителя с обратной связью без самовозбуждения. Очевидно, что полоса усилителя при разомкнутой цепи обратной связи невелика. Однако, как было показано в § 6-1, применение отрицательной обратной связи позволяет расширить полосу в $(1 + A\beta)$ раз или для рассматриваемой схемы повторителя напряжения, где $\beta = 1$, в $(1 + A)$ раз. Поскольку $A = 10^5$, в результате замыкания цепи обратной связи полоса возрастает от 10 Гц до 1 МГц. Характеристика повторителя напряжения при замкнутой цепи обратной связи представляет собой горизонтальную линию на уровне единичного коэффициента передачи. Она пересекается с характеристикой усилителя без обратной связи в точке, соответствующей верхней граничной частоте полосы системы для замкнутой обратной связи. Как видно из рис. 6-23, в схеме повторителя напряжения коэффициент передачи в контуре равен коэффициенту передачи усилителя A, так как коэффициент передачи цепи обратной связи равен единице. Произведение коэффициента передачи на полосу пропускания для усилителя (т. е. коэффициент передачи на низкой частоте, умноженной на полосу пропускания на уровне 3 дБ) равно полосе пропускания повторителя напряжения.

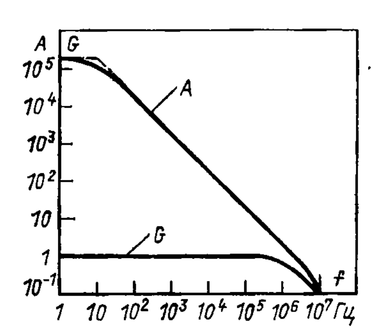


Рис. 6-23. Амплитудно-частотная характеристика повторителя напряжения.

Входное сопротивление. Так как повторитель напряжения представляет собой схему с последовательно-параллельной обратной связью, входное сопротивление усилителя R_A (рис. 6-22, *б*) возрастает при замыкании цепи обратной связи. В схеме рис. 6-22, *б* напряжение на входном сопротивлении R_A равно $u_{вх} - Gu_{вх}$, где

$$G = 1/(1 + 1/A).$$

Входной ток можно записать в виде

$$i_{вх} = u_{вх}(1 - G)/R_A,$$

тогда

$$R_{вх} = u_{вх}/i_{вх} = R_A/(1 - G).$$

Коэффициент передачи повторителя напряжения G близок к единице, поэтому знаменатель в последнем выражении весьма мал

и благодаря этому обеспечивается большое входное сопротивление. Для полученного ранее значения коэффициента передачи повторителя напряжения 0,99999 при типовом значении входного сопротивления усилителя $R_A = 100$ кОм получаем $R_{вх} = 100 \cdot 10^3/(1 - 0{,}99999) = 10\,000$ МОм. Безусловно, столь большое сопротивление реально будет уменьшено из-за влияния токов утечки. Кроме того, на частотах выше 10 Гц, как видно из рис. 6-23, коэффициент передачи уменьшается и, следовательно, входное сопротивление также станет меньше. Если на входе операционного усилителя используется не полевой транзистор, а биполярный, то для его нормальной работы требуется базовый ток. В операционных усилителях общего назначения этот ток обычно порядка 10^{-7} А и его называют входным током смещения.

Сдвиг напряжения. В операционных усилителях, как правило, используется непосредственная связь между каскадами и в идеальном случае при нулевом входном напряжении выходное напряже-

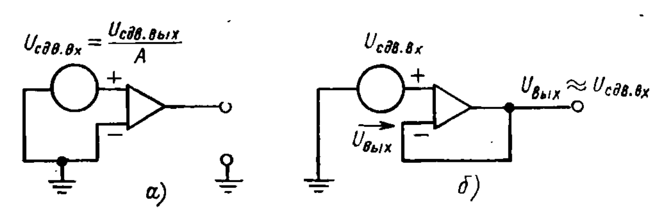


Рис. 6-24. Гипотетический источник напряжения $U_{сдв.\,вх}$, показывающий образование сдвига напряжения на выходе $U_{сдв.\,вых}$ (*а*). При замыкании цепи обратной связи напряжения сдвига на входе и выходе становятся приблизительно равными (*б*).

ние также должно быть равно нулю. На практике это условие никогда не выполняется, и любое отклонение выходного напряжения от нулевого уровня представляет собой сдвиг выходного напряжения. Причиной сдвига напряжения обычно является нарушение симметрии во входных каскадах в процессе их изготовления.

Более удобно выражать эту характеристику в виде сдвига входного напряжения. Как видно из рис. 6-24, сдвиг входного напряжения определяется напряжением на выходе, деленным на коэффициент передачи по напряжению при условии, что вход усилителя заземлен. С другой стороны, сдвиг входного напряжения можно рассматривать как напряжение на входе усилителя, при котором выходное напряжение становится равным нулю. В операционных усилителях сдвиг входного напряжения, как правило, составляет несколько милливольт. Если сдвиг входного напряжения равен 1 мВ, то при коэффициенте передачи $A = 10^5$ сдвиг выходного напряжения будет составлять 100 В. Однако путем присоединения цепи обратной связи его можно значительно уменьшить. Из рис. 6-24, *б* следует, что действующее на входе напряжение будет равно $U_{сдв.\,вх} - U_{вых}$. Тогда напряжение на выходе запишется в виде

$$U_{вых} = A(U_{сдв.\,вх} - U_{вых}) = AU_{сдв.\,вх}/(1 + A) \approx U_{сдв.\,вх},$$

где $U_{сдв.\,вх}$ — напряжение сдвига на входе.

Таким образом, напряжение сдвига на выходе имеет то же значение, что и на входе. Несмотря на то что $U_{\text{сдв. вх}}$ представляет собой гипотетический источник, его напряжение можно измерить путем использования схемы повторителя напряжения и измерения выходного напряжения. Действие обратной связи в этом случае заключается в том, что через нее подается напряжение, компенсирующее сдвиг на входе, и таким образом уравнивается сдвиг напряжения на входе и выходе.

Выходное сопротивление. Операционный усилитель без обратной связи имеет типовое выходное сопротивление $R_{A\text{ вых}}$ около 100 Ом. При замыкании цепи последовательно-параллельной обратной связи выходное сопротивление уменьшается. Для повторителя напряжения из формулы (6-8) получим:

$$R_{\text{вых}} = R_A/(1+A\beta) = R_{A\text{ вых}}/(1+A\beta) \approx 100/10^5 = 1 \text{ МОм}.$$

6-3-6. Применение повторителя напряжения

Буферный усилитель. При использовании в качестве буферного усилителя повторитель напряжения, построенный на базе операционного усилителя, имеет хорошие характеристики, так как он

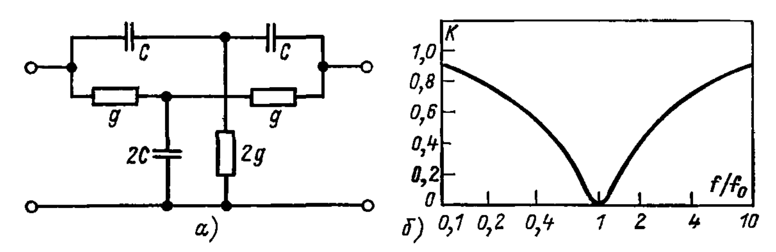


Рис. 6-25. Параллельная Т-образная схема (*а*) и ее нормализованная амплитудно-частотная характеристика (*б*).

обладает большим входным и малым выходным сопротивлениями, а его коэффициент передачи по напряжению близок к единице.

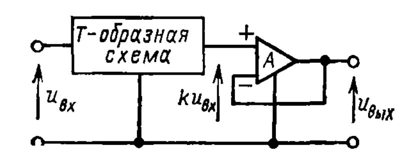


Рис. 6-26. Применение повторителя напряжения в качестве буферного усилителя на выходе параллельной Т-образной схемы.

На рис. 6-25 показан параллельный Т-образный фильтр и его нормализованная амплитудно-частотная характеристика. Повторитель напряжения можно использовать в качестве буферного элемента между Т-образной схемой и нагрузкой, как показано на рис. 6-26. Из рис. 6-26 выходное напряжение можно записать в виде

$$u_{\text{вых}} = A\,(ku_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}),$$

где k — характеристика параллельного Т-образного фильтра, откуда

$$u_{\text{вых}}\,(1+A) = Aku_{\text{вх}}$$

или $u_{\text{вых}}/u_{\text{вх}} = Ak/(1+A) = k/(1+1/A)$.

При $A \gg 1$ получим приближенное равенство $u_{\text{вых}}/u_{\text{вх}} \approx k$. Как и следовало ожидать, усилитель ведет себя, как повторитель напряжения. Т-образный параллельный фильтр действует так же, как резонансный режекторный фильтр, центральная частота которого равна $f_0 = 1/(2\pi RC)$. Частотная характеристика схемы описывается выражением

$$k = \frac{1}{1+\dfrac{4j}{\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega}} = \frac{1}{1+4j/y},$$

где $y = \omega/\omega_0 - \omega_0/\omega$.

Эта характеристика по форме подобна характеристике последовательного резонансного LCR-контура, в котором выходное напряжение снимается с резистора. Характеристика такого контура записывается в виде

$$k' = \frac{1}{1+jQ\,(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} = \frac{1}{1+jQy};$$

она имеет максимум, равный единице, на резонансной частоте ω_0 и равна нулю на очень высоких и очень низких частотах. Таким образом, эта характеристика является как бы зеркальным отображением характеристики Т-образного фильтра рис. 6-25. Полоса пропускания на уровне 3 дБ, т. е. там где характеристика равна 0,7 от максимума, определяется из последнего равенства

$$\frac{1}{|1+jQy_1|} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

или $1 + (Qy_1)^2 = 2$, откуда $\pm y_1 = 1/Q$. Таким образом, выражения

$$y_1 = \omega_1/\omega_0 - \omega_0/\omega_1 \text{ и } -y_1 = \omega_2/\omega_0 - \omega_0/\omega_2$$

определяют полосу пропускания $\omega_1 - \omega_2$ или $f_1 - f_2$. С учетом установленной выше аналогии параллельный Т-образный фильтр имеет добротность Q, равную 0,25, и полосу приблизительно $8f_0$. Эти параметры можно определить по графику на рис. 6-25,*б*.

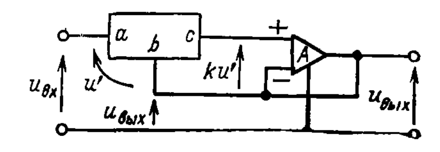


Рис. 6-27. Схема с повышенной добротностью.

Повторитель напряжения с повышенной добротностью. Схему на рис. 6-26 можно модифицировать, как показано на рис. 6-27, в результате чего полоса параллельного Т-образного фильтра уменьшится, а эффективная добротность увеличится. Общий зажим Т-образного фильтра в этом случае присоединяется не к земле, а к выходному зажиму усилителя, благодаря чему напряжение на нем возрастает при повышении напряжения на входе повторителя напря-

жения. Если коэффициент передачи повторителя по напряжению равен единице, то во время работы усилителя напряжение ku' поддерживается на нулевом уровне. Анализируя схему на рис. 6-27, можно получить:

$$u_{вых} = ku', \quad где \quad u' = u_{вх} - u_{вых},$$

или $u_{вых} = Ak\,(u_{вх} - u_{вых})$,

тогда
$$\frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{Ak}{1+Ak} = \frac{1}{1+1/(Ak)}.$$

При $k = 1$ $u_{вых}/u_{вх} \approx 1$; при $k = 0$ $u_{вых}/u_{вх} \approx 0$; при $0 \leqslant k \ll 1$ $u_{вых}/u_{вх} \approx Ak$.

Подставляя значение $k = \frac{1}{1+4j/y}$, получаем:

$$\frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{A}{A+1+4j/y}.$$

На частотах, соответствующих границам полосы по уровню половинной мощности, модуль этого выражения равен $1/\sqrt{2}$. Тогда

$$\frac{A^2}{(A+1)^2+(4/y_1)^2} = \frac{1}{2}.$$

Так как коэффициент передачи операционного усилителя значительно больше единицы, $y_1 \approx 4/A$.

Для систем с высокой добротностью

$$y_1 = \frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1} = \frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega\,\omega_1} = \frac{(\omega_1-\omega_0)(\omega_1+\omega_0)}{\omega_0\omega_1} \approx \frac{2(\omega_1-\omega_0)}{\omega_0^2} \approx \frac{1}{Q},$$

где $2(\omega_1 - \omega_0)$ — полоса на уровне 3 дБ.

Таким образом, для модифицированного повторителя на рис. 6-27 $Q = 1/y_1 = A/4$. Добротность в этой системе может быть очень высока, например, при $A = 10^5$ $Q = 2{,}5 \cdot 10^4$ и при $f_0 = 1$ кГц полоса равна

$$B = f_0/Q = 10^3/(2{,}5 \cdot 10^4) = 0{,}04 \text{ Гц}.$$

Например, требуется рассчитать полосовой заградительный фильтр по параллельной Т-образной схеме с центральной частотой 1 кГц и полосой, изменяющейся от 1 до 100 Гц.

Максимальная добротность $Q = f_0/B = 1000/1{,}0 = 10^3$.

Требуемый коэффициент передачи $A = Q \cdot 4 = 4 \cdot 10^3$. Большинство операционных усилителей имеют коэффициент передачи по напряжению, намного превышающий полученное значение. (Например, усилитель типа 741 имеет типовое значение коэффициента передачи $2 \cdot 10^5$, а минимальное значение $2{,}5 \cdot 10^4$.)

Поскольку при заданной узкой полосе центральная частота $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \cdot 10^3$ рад/с должна быть установлена с высокой точностью, емкость C следует выбирать так, чтобы она была больше паразитной шунтирующей емкости. Выберем $C = 0{,}1$ мкФ, тогда

$$R = 1/(\omega_0 C) = 1/(2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^{-7}) = 1{,}59 \text{ кОм}.$$

Для того чтобы характеристики по возможности точно соответствовали расчетным, элементы схемы должны иметь высокую стабильность, а их параметры должны быть как можно ближе к расчетным.

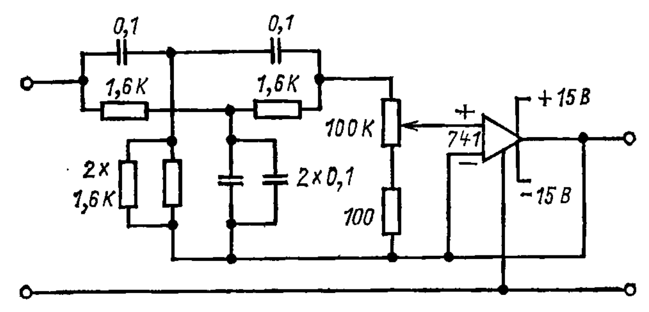


Рис. 6-28. Схема Т-образного фильтра повышенной добротности, рассчитанная в примере 6-1.

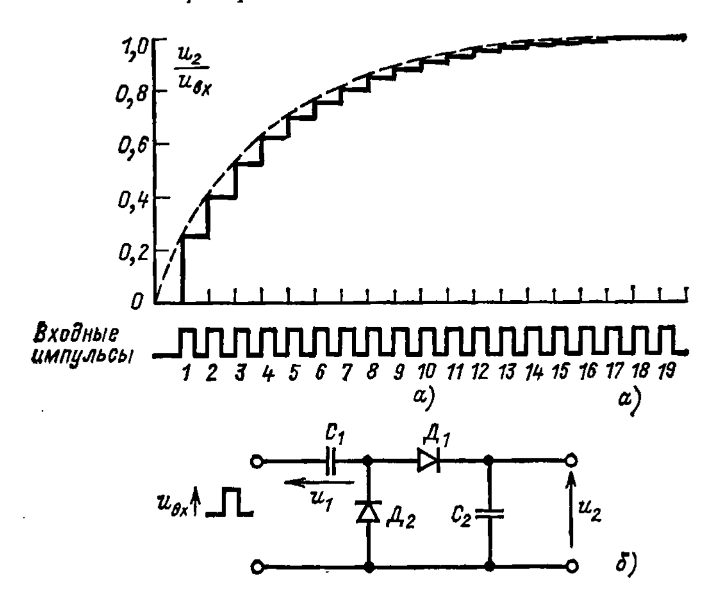


Рис. 6-29. Выходное ступенчатое напряжение диодного генератора при $C_2 = 3C_1$.

Из этих соображений в качестве элементов схемы можно использовать стандартные резисторы повышенной точности 1,58 и 1,60 кОм.

Переменное сопротивление 100 кОм (рис. 6-28) позволяет изменять коэффициент передачи, а следовательно, и добротность. Резистор сопротивлением 100 Ом исключает возможность снижения коэффициента передачи до нуля.

Диодный генератор ступенчатого напряжения. В устройствах, которые используются для счета и измерения частоты следования импульсов, возникает необходимость генерировать ступенчатое напряжение. Напряжение такой формы и диодная схема для его формирования показаны на рис. 6-29. При подаче на вход схемы положительных импульсов происходит заряд конденсаторов C_1 и C_2 через диод $Д_1$. Напряжение делится между конденсаторами обратно пропорционально их емкостям:

$$U_1/U_2 = C_2/C_1.$$

Если емкость C_1 меньше C_2, то напряжение на последней будет составлять лишь небольшую часть напряжения входного импульса. После спадания входного импульса до нуля конденсатор C_1 будет разряжаться, а на конденсаторе C_2 заряд сохраняется. При подаче второго входного импульса заряд на конденсаторе C_2 еще более увеличится. Однако по мере роста заряда напряжение на конденсаторе C_2 вычитается из входного напряжения. В результате конденсатор заряжается уже под действием неполного входного напряжения и высота ступенек уменьшается по экспоненте. Максимальное напряжение, до которого может зарядиться конденсатор C_2, равно $U_{вх}$.

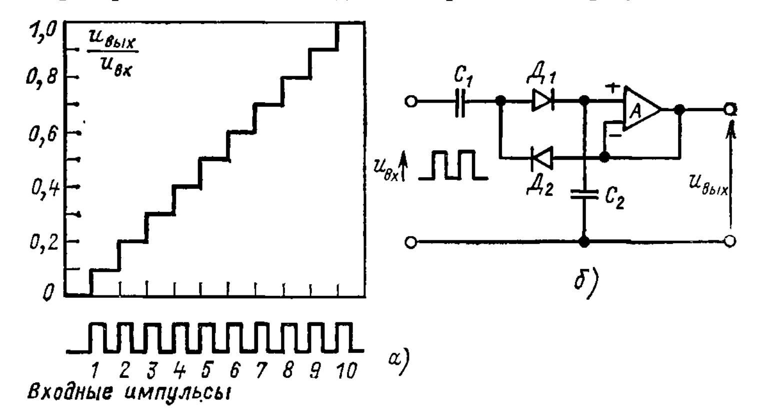


Рис. 6-30. Выходное ступенчатое напряжение диодного генератора с повторителем напряжения.

Если анод диода $Д_2$ присоединить к выходу повторителя напряжения, как показано на рис. 6-30, то теперь по окончании входного импульса конденсатор C_1 зарядится через диод $Д_2$ до того же уровня напряжения, что и конденсатор C_2. Так как два конденсатора имеют одинаковые напряжения, но противоположной полярности, они взаимно компенсируются. В результате при подаче каждого импульса к конденсатору C_2 прикладывается полное входное напряжение. Теперь все ступеньки напряжения на конденсаторе C_2 имеют одинаковую величину, а максимальное напряжение уже не ограничивается амплитудой входных импульсов $U_{вх}$. Еще одним преимуществом этой схемы является то, что повторитель напряжения работает в качестве буферного каскада.

6-3-7. Усилитель напряжения на базе операционного усилителя

Усилитель напряжения может быть построен путем модификации схемы повторителя напряжения, которая показана на рис. 6-22, *а*. Схема такого усилителя представлена на рис. 6-31, где цепь обратной связи замыкается через переменный резистор, благодаря чему часть выходного напряжения подается на вход усилителя. Входное напряжение усилителя A равно $u_{вх} - \beta u_{вых}$, а выходное $u_{вых} = A\,(u_{вх} - \beta u_{вых})$, тогда

$$u_{вых}/u_{вх} = A/(1 + A\beta) \approx 1/\beta, \qquad (6\text{-}23)$$

где $\beta = R_2/(R_1 + R_2)$.

Так как часть выходного напряжения, отводимого на вход по цепи обратной связи, уменьшается, коэффициент передачи возрастает. Но при этом коэффициент передачи в контуре снижается, в результате чего при большом усилении уменьшается полоса пропускания. Этот эффект иллюстрируется рис. 6-32. Коэффициент передачи усилителя при замкнутой цепи обратной связи

$$G = A/(1 + A\beta),$$

логарифмируя, будем иметь:

$$\log G = \log A - \log(1 + A\beta) \approx \approx \log A - \log A\beta.$$

Рис. 6-31. Схема усилителя напряжения с последовательно-параллельной обратной связью и с переменным коэффициентом передачи.

Амплитудно-частотные характеристики изображаются в логарифмическом масштабе, поэтому коэффициент передачи усилителя при замкнутой цепи обратной связи находится путем вычитания коэффициента передачи в контуре при разомкнутой обратной связи из коэффициента передачи усилителя A, не охваченного обратной связью. Это соотношение справедливо в пределах горизонтальной линии, проведенной от точки на оси ординат, соответствующей данному коэффициенту передачи, до пересечения с характеристикой разомкнутого контура. Точка пересечения определяет полосу пропускания усилителя.

Точность характеристик. Коэффициент обратной связи β в схеме на рис. 6-31 определяется делителем напряжения, т. е.

$$\beta = R_1/(R_1 + R_2).$$

Коэффициент передачи усилителя при замкнутой цепи обратной связи из формулы (6-23) можно записать в виде

$$G = \frac{A}{1 + A\beta} \approx \frac{1}{\beta}\left(1 - \frac{1}{A\beta}\right).$$

Для коэффициента передачи при замкнутой обратной связи $G = 10^3$ коэффициент передачи в контуре $A\beta$ составляет примерно 2000. Отклонение при этом равно: $1/(A\beta) = 5 \cdot 10^{-4}$ (или 0,05%).

Если коэффициент обратной связи β станет меньше единицы, то входное сопротивление уменьшится, выходное сопротивление увеличится, сдвиг напряжения возрастет по сравнению со схемой повторителя напряжения при $\beta = 1$.

Сдвиг напряжения. Схему повторителя напряжения на рис. 6-24, *б* можно изменить таким образом, что коэффициент обратной связи β не будет равен единице. Такая схема изображена на рис. 6-33. Если рассматривать только сдвиг напряжений, то входное

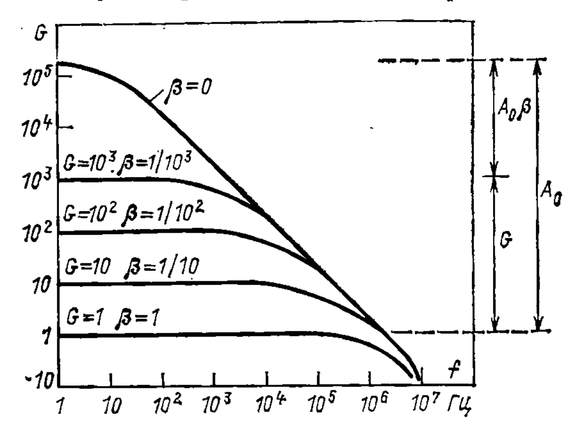


Рис. 6-32. Амплитудно-частотные характеристики усилителя напряжения с последовательно-параллельной обратной связью при различных значениях коэффициента обратной связи.

напряжение, поступающее на усилитель A, равно $U_{сдв.\,вх} - \beta U_{вых}$, где $U_{сдв.\,вх}$ — напряжение сдвига, отнесенное к входу усилителя. Выходное напряжение, обусловленное сдвигом, тогда можно выразить в виде

$$U_{вых} = A\,(U_{сдв.\,вх} - \beta U_{вых})$$

или

$$U_{вых} = U_{сдв.\,вх}A/(1+A\beta) = U_{сдв.\,вх}G \approx U_{сдв.\,вх}/\beta. \qquad (6\text{-}24)$$

Таким образом, сдвиг напряжения на выходе равен сдвигу на входе, умноженному на коэффициент передачи усилителя при замк-

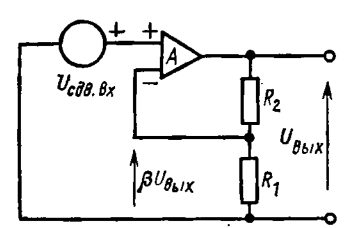


Рис. 6-33. Выходное напряжение, обусловленное сдвигом напряжения на входе.

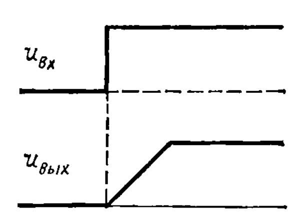


Рис. 6-34. Выходная реакция усилителя на скачок напряжения на входе.

нутой цепи обратной связи. Например, если $G = 100$ (или $\beta = 0{,}01$), то отнесенное к входу значение сдвига напряжения, равное 1 мВ,

будет соответствовать сдвигу напряжения на выходе, равному 100 мВ. Как и в схеме повторителя напряжения, $U_{сдв.\,вх}$ приложено к инвертирующему входу усилителя. Зависимость входного сдвига напряжения от температуры, как правило, составляет примерно 10 мкВ на градус Цельсия.

Скорость изменения выходного напряжения. При подаче скачка напряжения на вход усилителя (рис. 6-34) выходное напряжение будет нарастать не мгновенно, а с некоторым наклоном из-за влияния постоянных времени усилителя. Величина наклона выходной реакции на входной скачок характеризует скорость изменения выходного напряжения усилителя. При больших колебаниях выходного напряжения (примерно 20 В, от пика к пику) именно этот эффект, а не частотные характеристики, показанные на рис. 6-32, вызывает ограничения на высоких частотах. Типовым значением скорости нарастания выходного напряжения является 1 В/мкс. Если выходное синусоидальное напряжение имеет амплитуду 10 В, то

$$u_{вых} = E\sin\omega t = 10\sin\omega t.$$

Скорость изменения напряжения находится путем дифференцирования

$$\frac{dU_{вых}}{dt} = E\omega\cos\omega t.$$

Так как максимальное значение $\cos\omega t$ равно единице, максимальная скорость изменения выходного напряжения равна $E\omega$. Следовательно, максимальная рабочая частота усилителя

$$\omega_{max} = \frac{1}{E}\,\frac{dU_{вых}}{dt}$$

или

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi E}\,\frac{dU_{вых}}{dt}.$$

Подставляя приведенные выше значения, получаем $f_{max} = 10^6/(2\pi\cdot 10) \approx 16$ кГц. Вычисленная максимальная частота в некоторых случаях может оказаться ниже граничной частоты, определяемой малосигнальной полосой пропускания.

Ток смещения. Как уже указывалось в § 6-3, если во входных каскадах не используются полевые транзисторы, то через входы операционного усилителя обязательно будут протекать базовые токи. Следовательно, входы всегда должны соединяться с землей через омическое сопротивление. Благодаря этому токи смещения приводят к появлению на обоих входах одинаковых напряжений, которые взаимно вычитаются и поэтому не вносят дополнительного сдвига. В усилителе на рис. 6-35 во входную цепь включен дополнительный резистор сопротивлением 10 кОм для того, чтобы получить на нем падение напряжения, равное напряжению на параллельном

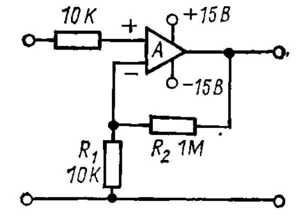


Рис. 6-35. Схема усилителя напряжения с коэффициентом передачи 100.

соединении резисторов R_1 и R_2. При отсутствии этого резистора ток смещения, равный 0,1 мкА, создавал бы дополнительный сдвиг входного напряжения 1 мВ. Разность токов смещения на двух входах представляет собой сдвиг входных токов, который не имеет существенного значения.

Например в усилителе напряжения с коэффициентом усиления 100 коэффициент обратной связи β должен быть равен 0,01, а отношение сопротивлений R_1 и R_2 в схеме на рис. 6-35 должно составлять 1/99. Однако в большинстве случаев это отношение вполне можно принять равным 0,01, поэтому выберем $R_1 = 10$ кОм и $R_2 = 1$ МОм. Резистор сопротивлением 10 кОм включен во входную цепь для согласования падения напряжения, вызванного входным током смещения. Из рис. 6-32 можно определить полосу пропускания усилителя, которая приблизительно равна 20 кГц.

При $R_{A\,\text{вых}} = 100$ кОм и $A_0\beta = 2000$ можно определить входное сопротивление на низких частотах:

$$R_{\text{вх}} = (1 + A_0\beta)\, R_{A\,\text{вых}} \approx 200 \text{ МОм}$$

и выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} = R_{A\,\text{вых}}/(1 + A_0\beta) \approx 0{,}05 \text{ Ом}.$$

6-3-8. Усилитель напряжения с емкостной связью

Если требуется задержать постоянную составляющую входного сигнала, то на входе усилителя напряжения используют разделительный конденсатор, как показано на рис. 6-36. Это приводит к тому, что низкие частоты, которые ограничиваются емкостью конденсатора $C_\text{р}$ и сопротивлением резистора $R_\text{р}$, не пропускаются усилителем. Если, кроме того, на выходе требуется обеспечить сдвиг напряжения, равный нулю, то сопротивление резистора $R_\text{р}$ следует выбирать равным сопротивлению параллельной комбинации R_1 и R_2. Для работы усилителя на частотах ниже 10 Гц емкость разделительного конденсатора равна:

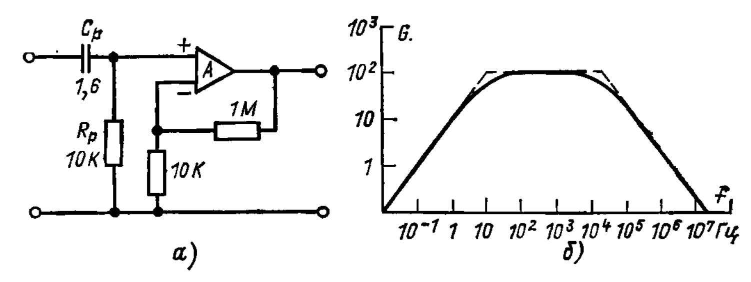


Рис. 6-36. Усилитель напряжения с емкостной связью (*а*) и его амплитудно-частотная характеристика (*б*).

$$C\text{р} = 1/(2\pi f R_\text{р}) = 1/(2\pi \cdot 10 \cdot 10^4) = 1{,}59 \text{ мкФ}.$$

Если сопротивления резисторов R_1 и R_2 увеличить, например, до 100 кОм и 10 МОм соответственно, то сопротивление $R_\text{р}$ также должно быть увеличено, а для того чтобы постоянная времени осталась неизменной, емкость конденсатора $C_\text{р}$ при этом следует уменьшить. Так как цепочка связи находится вне контура обратной связи, величина β не оказывает никакого влияния на нижнюю границу полосы пропускания. Входное сопротивление будет равно $R_\text{р}$. В случае больших коэффициентов передачи порядка 1000 необходимо обеспечить такие условия, чтобы сдвиг выходного напряжения, равный $U_{\text{вых}} = U_{\text{сдв. вх}}/\beta$, не был чрезмерно большим. Для этой цели можно использовать такую цепь обратной связи, которая имеет большой коэффициент передачи β на нулевой частоте, а на частоте сигнала значение β уменьшается. В схеме на рис. 6-37 на частоте, равной нулю, $\beta = 1{,}2$, а на высокой частоте $\beta = 0{,}001$. Такая характеристика цепи обратной связи позволяет обеспечить небольшой сдвиг выходного напряжения.

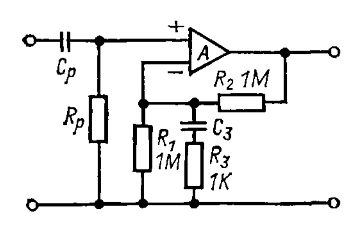


Рис. 6-37. Усилитель с емкостной связью, имеющий большой коэффициент передачи.

Коэффициент передачи цепи обратной связи в схеме на рис. 6-37 записывается в виде

$$\beta = \frac{\dfrac{R_1\,(R_3 + 1/(sC_3))}{R_1 + R_3 + 1/(sC_3)}}{R_2 + \dfrac{R_1\,(R_3 + 1/(sC_3))}{R_1 + R_3 + 1/(sC_3)}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\,\frac{1 + sC_3R_3}{1 + \dfrac{R_1R_2 + R_2R_3 + R_3R_1}{R_1 + R_2}sC_3}$$

или при условии $R_3 \ll R_1R_2$

$$\beta \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2}\,\frac{1 + sC_3R_3}{1 + \dfrac{R_1R_2}{R_1 + R_2}sC_3}. \qquad (6\text{-}25)$$

Нижняя граничная частота полосы пропускания определяется постоянной времени R_3C_3. Если $R_3 = 1$ кОм, как в схеме на рис. 6-37, а полоса на низкой частоте равна 10 Гц, то

$$C_3 = 1/(2\pi f R_3) = 1/(2\pi \cdot 10 \cdot 10^3) = 15{,}9 \text{ мкФ}.$$

Точка излома амплитудно-частотной характеристики в области низких частот определяется соотношением

$$f = \frac{1}{2\pi C_3 R_1 R_2/(R_1 + R_2)} = 0{,}02 \text{ Гц}.$$

Если точка излома характеристики разделительной цепочки на входе также находится на этой частоте, то в результирующей амплитудно-частотной характеристике излом на низких частотах, вносимый цепью обратной связи, будет исключен и будет нарастать по линейному закону, как показано на рис. 6-38, *б*. Для компенсации напряжений, вызванных протеканием входных токов смещения, необходимо, чтобы $R_\text{р} = R_1R_2/(R_1 + R_2) = 0{,}5$ МОм. В этом случае емкость разделительного конденсатора будет равна $C_\text{р} = 1/(2\pi f R_\text{р}) =$

= 15,9 мкФ. При такой большой емкости в разделительной цепи удобнее всего использовать электролитический конденсатор. Полярность напряжения, необходимая при включении электролити-

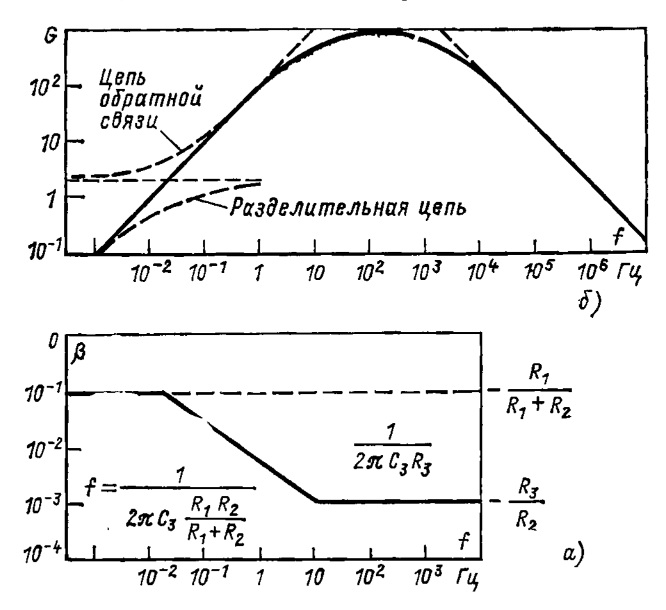


Рис. 6-38. Асимптотическая аппроксимация частотной характеристики цепи обратной связи (*а*) и амплитудно-частотная характеристика усилителя с емкостной связью и большим коэффициентом передачи (*б*).

ческого конденсатора, обеспечивается входными токами смещения, которые в случае транзисторов типа *n-p-n* всегда поддерживают на входах отрицательный потенциал относительно земли.

6-3-9. Селективный усилитель с последовательно-параллельной обратной связью

Если в качестве цепи обратной связи использовать параллельную Т-образную схему (рис. 6-25), то усилитель будет обладать инверсной характеристикой по сравнению с характеристикой Т-образной схемы. Селективный усилитель, схема которого показана на рис. 6-39, имеет узкую полосу пропускания. Коэффициент передачи усилителя при замкнутой цепи обратной связи будет определяться соотношением

$$G=\frac{A}{1+A\beta}=\frac{A}{1+A/(1+4j/y)}=\frac{A\,(y+4j)}{(A+1)\,y+4j}, \qquad (6\text{-}26)$$

где $y=\omega'\omega_0-\omega_0'\omega$. Когда $\omega=G/C$, то $y=0$ и $G=A$, т. е. коэффициент передачи на центральной частоте равен A и спадает

до нуля при больших значениях y. Полосу пропускания можно найти из формулы для y при условии, что коэффициент передачи G уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, т. е. до величины $G_{max}/\sqrt{2}$, или

$$\frac{A\,(y_1+4j)}{(A+1)\,y+4j}=\frac{A}{\sqrt{2}}.$$

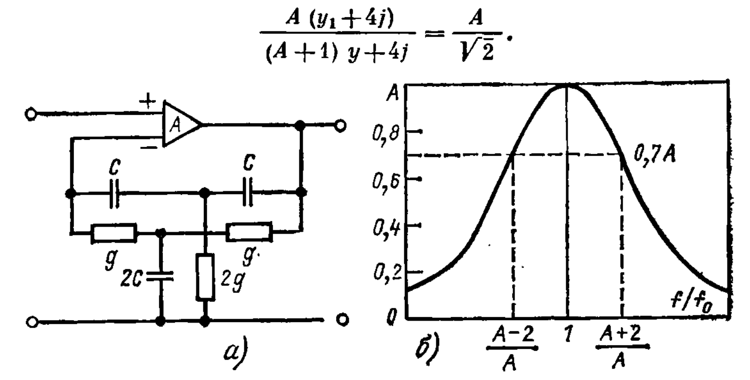


Рис. 6-39. Селективный усилитель с параллельной Т-образной схемой в цепи последовательно-параллельной обратной связи (*а*) и его амплитудно-частотная характеристика (*б*).

Взяв модуль этого выражения

$$\frac{A^2\,(y_1^2+16)}{(A+1)^2\,y_1^2+16}=\frac{A^2}{2},$$

можно найти значение y_1:

$$y_1=\sqrt{\frac{16}{A^2+4A-1}}\approx\pm\frac{4}{A}.$$

Для узкополосных систем

$$y_1=\omega_1/\omega_0-\omega_0/\omega_1=2\,(\omega_1-\omega_0)/\omega_0,$$

следовательно, $y_1=B/\omega_0=1/Q$, где B — полоса пропускания. При $A=10^5$ добротность селективного усилителя равна $A/4=$ $=25\,000$, и если центральная частота равна 1 кГц, то полоса пропускания будет $f_0/Q=0{,}04$ Гц.

6-4. ПРИМЕНЕНИЕ ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

6-4-1. Усилитель с общей базой

Усилитель с ОБ (см. рис. 6-3, *б*) представляет собой простейший усилитель тока. Как правило, он применяется лишь в качестве источника тока, в котором входной и выходной токи равны между собой. Благодаря большому выходному сопротивлению в схемах с параллельно-последовательной обратной связью, а следовательно, и в схеме с ОБ, выходной ток почти не зависит от сопротивления внешней нагрузки. На рис. 6-40 показана схема источника постоян-

ного тока, равного 2 мА. При условии, что сопротивление внешней нагрузки не слишком велико, входное сопротивление транзистора со стороны эмиттера около 20 Ом, напряжение источника питания

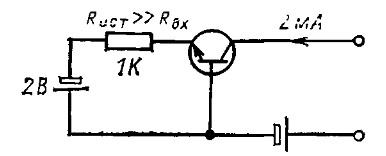


Рис. 6-40. Источник постоянного тока 2 мА, в котором транзистор включен по схеме с ОБ. Аналогичную схему можно построить и с транзистором типа *p-n-p*.

равно 2 В и в цепи эмиттера включен резистор, имеющий сопротивление 1 кОм, усилитель обеспечивает ток 2 мА. Приведенная схема аналогична схеме источника тока на рис. 6-13, в котором в качестве источника входного напряжения используется делитель напряжения.

6-4-2. Транзисторный усилитель тока

Ранее уже было показано, что включение транзистора с общей базой можно рассматривать как схему с параллельно-последовательной обратной связью, которая имеет коэффициент обратной связи, равный единице. На рис. 6-41, *а* приведена более общая схема усилителя тока, коэффициент передачи тока которой равен $(R_1 + R_2)/R_2$, т. е. является обратной величиной коэффициента обратной связи по току. На рис. 6-41, *б* приведена практическая схема усилителя, который имеет коэффициент передачи тока, равный 10. Стабилитрон в этой схеме предназначен для поддержания положительного напряжения на коллекторе относительно базы. Если напряжение источника питания равно 10 В, а пробивное напряжение стабилитрона 6 В, то оставшиеся 4 В делятся между R_1, $R_э$ и переходом база-эмиттер. Напряжение $U_{БЭ}$ можно принять равным 0,6 В, тогда при условии, что $R_1 = R_э = 1$ кОм, падение напряжения на этих резисторах будет по 1,7 В. Следовательно, если пренебречь током базы, ток эмиттера будет равен 1,7 мА. С целью устранения последовательно-последовательной обратной связи на частоте сигнала эмиттерный резистор шунтирован конденсатором $C_э$.

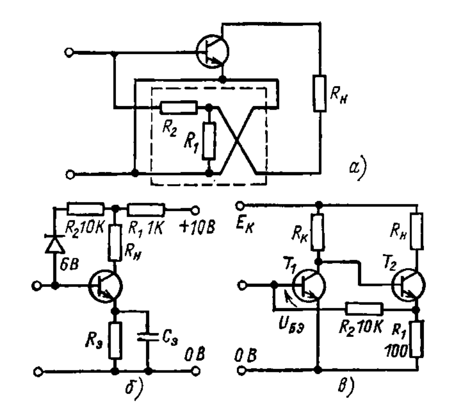


Рис. 6-41. Схемы усилителей тока.

а — общая схема усилителя с параллельно-последовательной обратной связью; *б* — практическая схема усилителя тока; *в* — схема двухкаскадного усилителя тока.

Схема двухкаскадного транзисторного усилителя показана на рис. 6-41, *в*. В этой схеме часть эмиттерного тока выходного транзистора подается обратно на вход усилителя, т. е. на базу транзистора T_1. Как и ранее, отношение тока в резисторе нагрузки к входному току определяется отношением сопротивлений резисторов $(R_1 + R_2)/R_1$. Схема не вполне соответствует стандартной форме усилителя тока, поскольку в ней управляемым является не ток коллектора непосредственно, а ток эмиттера.

Падение напряжения на резисторе R_1 является напряжением база-эмиттер для транзистора T_1. Если сопротивление R_1 выбрать равным 100 Ом, ток эмиттера будет составлять 6 мА. Напряжение на коллекторе транзистора T_1 будет около 1,2 В, следовательно, падение напряжения на резисторе $R_к$ будет $E_к$ — 1,2 В. Таким образом, коллекторный ток этого транзистора определяется выбранным сопротивлением $R_к$, т. е. при $E_к = 10$ В и $E_к = 8{,}2$ кОм ток коллектора приблизительно будет равен 1 мА.

6-4-3. Усилитель тока на базе операционного усилителя

Общая форма усилителя тока, построенного с использованием операционного усилителя, показана на рис. 6-42, *а*. В этой схеме коэффициент обратной связи по току определяется соотношением сопротивлений $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$, а коэффициент передачи тока

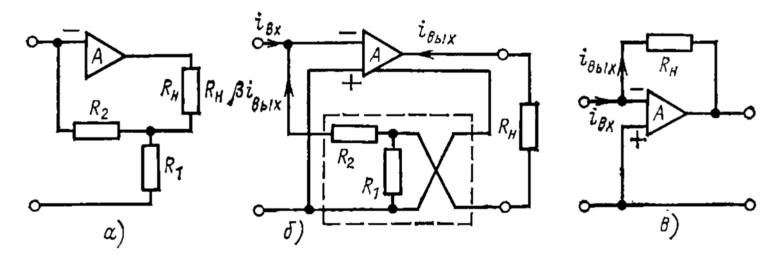


Рис. 6-42. Усилитель тока на базе операционного усилителя.

а — основная схема; *б* — стандартная форма изображения цепи обратной связи; *в* — усилитель тока с коэффициентом передачи, равным единице.

усилителя при замкнутой цепи обратной связи равен $1/\beta$. На рис. 6-42, *б* представлена схема, в которой подключение цепи обратной связи изображено в стандартной форме (см. рис. 6-2, *б*). Ток, подаваемый с выхода на вход по цепи обратной связи, равен $-\beta i_{вых}$. Знак минус здесь обусловлен принятым направлением токов, при котором направление тока, протекающего в усилитель, считается положительным. Ток на входе операционного усилителя равен $i_{вх} - \beta i_{вых}$. Тогда

$$i_{вых} = A_i (i_{вх} - \beta i_{вых}) = \frac{A_i}{1 + A_i \beta} i_{вх},$$

где A_i — коэффициент передачи тока операционного усилителя.

Следовательно, коэффициент передачи по току при замкнутой цепи обратной связи равен:

$$G_i = i_{вых}/i_{вх} = A_i/(1 + A_i \beta).$$

Заметим, что знак здесь тот же, что и для усилителя напряжения, поскольку ток, поступающий на инвертирующий (для напряжения) вход, не инвертируется. Если коэффициент обратной связи β равен единице, то выходной ток полностью подается на вход системы и схема приобретает вид, показанный на рис. 6-42, *в*.

6-5. ПРИМЕРЫ СХЕМ С ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Как уже указывалось в § 6-3, в схеме с параллельно-параллельной обратной связью выходное напряжение связано с входным током через сопротивление передачи $Z_{п}$. Схему с параллельно-параллельной обратной связью можно использовать либо как усилитель тока,

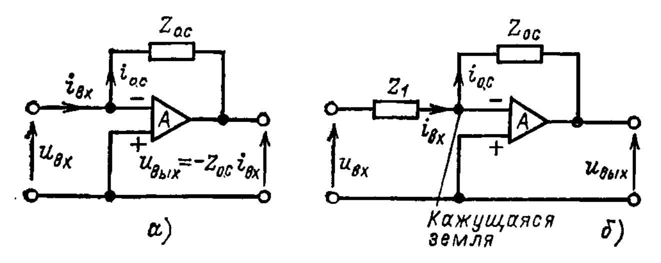


Рис. 6-43. Схема усилителя напряжения (*а*) и инвертирующего (*б*) усилителя с параллельно-параллельной обратной связью.

либо как усилитель напряжения. На рис. 6-43, *а* показана схема для последнего случая. Если пренебречь током, протекающим в усилитель A, то входной ток можно представить в виде

$$i_{вх}=\frac{u_{вх}-u_{вых}}{Z_{о.с}}=\frac{-u_{вых}(1/A+1)}{Z_{о.с}}, \qquad (6\text{-}27)$$

где $A=-u_{вых}/u_{вх}$.

Сопротивление передачи равно:

$$Z_{п}=\frac{u_{вых}}{i_{вх}}=\frac{-Z_{о.с}}{1+1/A}\approx -Z_{о.с}(1-1/A). \qquad (6\text{-}28)$$

Для усилителя, имеющего коэффициент передачи $A=10^5$, разница между сопротивлением обратной связи $Z_{о.с}$ и сопротивлением передачи, определяемая членом $1/A$, будет составлять 0,001%. Знак минус в формуле (6-28) показывает, что при положительном входном токе выходное напряжение будет отрицательным. Если сопротивлением обратной связи служит резистор, имеющий сопротивление 1 МОм, то выходное напряжение равно $10^6\, i_{вх}$, например, при $i_{вх}=1$ мкА $u_{вых}=-1$ В.

Входное сопротивление. Выражение для входного тока (6-27) можно переписать в виде

$$i_{вх}=\frac{u_{вх}-u_{вых}}{Z_{о.с}}=\frac{u_{вх}(1+A)}{Z_{о.с}},$$

тогда

$$R_{вх}=u_{вх}/i_{вх}=Z_{о.с}/(1+A). \qquad (6\text{-}29)$$

Если в формулу (6-29) подставить выбранные ранее значения, то получим $R_{вх}=10$ Ом. Когда элементом обратной связи служит конденсатор $Z_{о.с}=1/sC_{о.с}$, то входная емкость при этом $C_{вх}=(1+A)\,C_{о.с}$.

Наиболее важное значение имеет схема с параллельно-параллельной обратной связью, в которой входной ток $i_{вх}$ определяется входным элементом Z_1, как показано на рис. 6-43, *б*.

Кажущаяся земля. Благодаря малому входному сопротивлению усилителя на его входе имеет место так называемое кажущееся заземление, хотя, конечно, никакой непосредственной связи между входным зажимом и землей нет. С учетом этого обстоятельства для схемы на рис. 6-43, *б* можно записать: $i_{вх}=u_{вх}/Z_1=-u_{вых}/Z_{о.с}$, следовательно,

$$G=\frac{u_{вых}}{u_{вх}}=-\frac{Z_{о.с}}{Z_1}. \qquad (6\text{-}30)$$

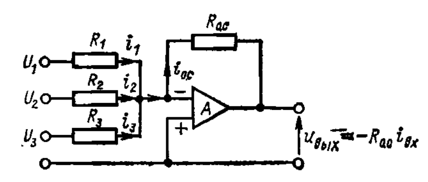


Рис. 6-44. Суммирующий усилитель.

Точку, в которой имеет место кажущееся заземление, называют также суммирующей точкой, поскольку на входе усилителя могут складываться несколько токов, как показано на рис. 6-44. Благодаря малому сопротивлению между этой точкой и землей входные токи можно считать независимыми. Выходное напряжение в такой схеме равно:

$$u_{вых}=-\frac{Z_{о.с}}{Z_1}u_1-\frac{Z_{о.с}}{Z_2}u_2-\frac{Z_{о.с}}{Z_3}u_3. \qquad (6\text{-}31)$$

Характеристики усилителя напряжения с параллельно-параллельной обратной связью. Используя схему на рис. 6-45, можно

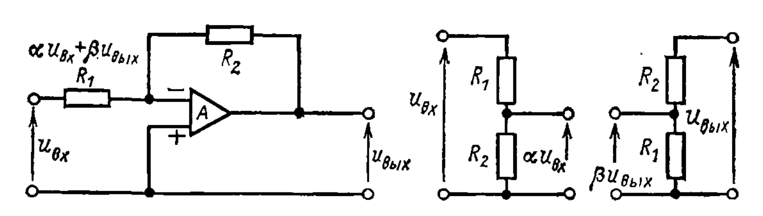


Рис. 6-45. Анализ усилителя напряжения с параллельно-параллельной обратной связью.

определить напряжение в суммирующей точке. Оно равно $\alpha u_{вх}+\beta u_{вых}$, где

$$\alpha=R_2/(R_1+R_2); \qquad (6\text{-}32)$$

$$\beta=R_1/(R_1+R_2). \qquad (6\text{-}33)$$

Тогда

$$u_{вых}=-(\alpha u_{вх}-\beta u_{вых})A=-\frac{\alpha A}{1+A\beta}u_{вх}$$

или

$$G=\frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}}=-\frac{\alpha}{\beta}\left(\frac{1}{1+\frac{1}{A\beta}}\right). \qquad (6\text{-}34)$$

Для схемы на рис. 6-45 из формул (6-32) и (6-33) следует: $\alpha/\beta = R_2/R_1$. Однако для случая нескольких входных элементов, как и в схеме на рис. 6-44, величины α и β будут другими. Например, для первого входа α_1 определяется делителем напряжения, образованным резистором R_1, а также резисторами R_2, R_3 и $R_{\text{о. с}}$, соединенными параллельно. Коэффициент обратной связи β одинаков для всех входов и в данном случае определяется сопротивлением $R_{\text{о. с}}$ и всеми входными элементами, соединенными параллельно между собой, т. е.

$$\beta=\frac{\frac{R_1R_2R_3}{R_1R_2+R_2R_3+R_1R_3}}{R_{\text{о.с}}+\frac{R_1R_2R_3}{R_1R_2+R_2R_3+R_1R_3}}.$$

Пользуясь формулой (6-34) и применяя приближенное биномиальное разложение (6-22), выражение для коэффициента передачи можно записать в виде

$$G=-\frac{\alpha}{\beta}\left(1-\frac{1}{A\beta}\right).$$

Таким образом, как и в случае последовательно-параллельной обратной связи, точность работы определяется коэффициентом передачи в контуре $A\beta$. Например, при $A = 10^5$ и $\beta = 1/2$ ($R_1 = R_2$ в схеме на рис. 6-45) $A\beta = 0{,}5\cdot10^5$ и $G = -1 \times (1-2\cdot10^{5})$, т. е. отклонение составляет 0,002%. Для схемы на рис. 6-44 при условии равенства всех сопротивлений $\beta = 1/4$ и отклонение увеличивается до 0,004%.

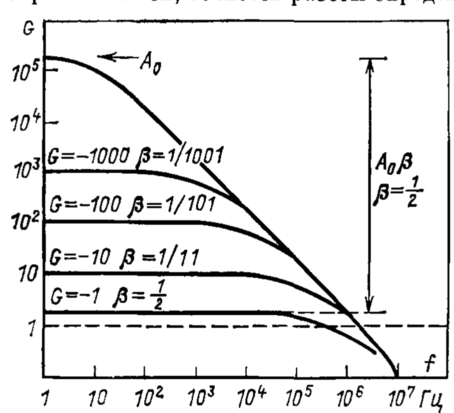


Рис. 6-46. Амплитудно-частотные характеристики инвертирующего усилителя с параллельно-параллельной обратной связью.

Частотная характеристика. Так как член, определяющий отклонение коэффициента передачи в инвертирующем усилителе, тот же самый, что и для системы с последовательно-параллельной обратной связью, для определения частотной характеристики при замкнутой цепи обратной связи можно использовать тот же метод (см. рис. 6-32). Однако коэффициент передачи инвертора равен единице при $\beta = 0{,}5$, а не при единице, как в схеме повторителя напряжения.

Вследствие этого полоса пропускания инвертора в 2 раза меньше. Амплитудно-частотные характеристики инвертирующего усилителя при замкнутой цепи обратной связи показаны на рис. 6-46. Следует иметь в виду, что на этом графике по оси ординат кривые построены с учетом коэффициента $1/\beta$, а не α/β.

Математические операции [40—42]. Операционный усилитель получил свое название благодаря тому, что он может выполнять некоторые математические операции, основными из которых являются суммирование, интегрирование и дифференцирование.

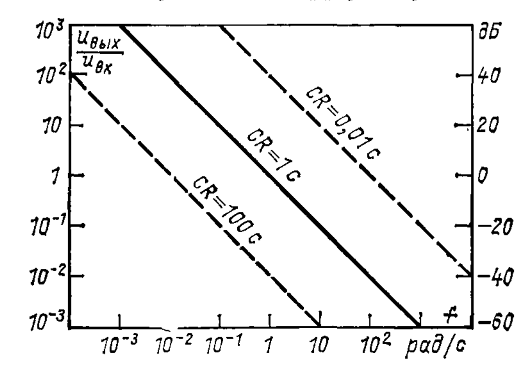


Рис. 6-47. Идеальные характеристики интегратора для трех значений постоянной времени.

Операция интегрирования. Если элементом обратной связи является конденсатор, а входным элементом — резистор, то $Z_{\text{о. с}} = 1/(sC)$ и $Z_1 = R$. Используя формулу (6-30), выходное напряжение можно представить в виде

$$u_{\text{вых}}(s)=-\frac{Z_{\text{о. с}}}{Z_1}u_{\text{вх}}(s)=-\frac{1}{sCR}u_{\text{вх}}(s).$$

Применяя обратное преобразование Лапласа, выходное напряжение можно выразить функцией времени

$$u_{\text{вых}}(t)=-\frac{1}{CR}\int_0^t u_{\text{вх}}\,dt-u_1, \qquad (6\text{-}35)$$

где u_1 — начальное напряжение на конденсаторе. Подставив $s = j\omega$, получим частотную характеристику интегратора:

$$\frac{u_{\text{вых}}(j\omega)}{u_{\text{вх}}(j\omega)}=-\frac{1}{j\omega CR}=-\frac{K}{j\omega}. \qquad (6\text{-}36)$$

Графически это выражение представляет собой прямую линию, которая пересекается с линией, соответствующей единичному коэффициенту передачи на частоте, равной $1/CR$, как показано на рис. 6-47. Из графиков видно, что коэффициент усиления интегратора K обратно пропорционален частоте. Термин «коэффициент усиления интегратора» здесь сохранен лишь для обозначения коэф-

фициента интегрального уравнения (6-35), а по существу — это величина, обратная постоянной времени CR. Коэффициент усиления представляет собой выходное напряжение, которое появляется при действии скачка входного напряжения, равного 1 В, в течение единицы времени. Например, если постоянная времени CR равна 1 с, коэффициент усиления также равен единице, т. е. скачок входного напряжения, равный 1 В, вызовет появление выходного напряже-

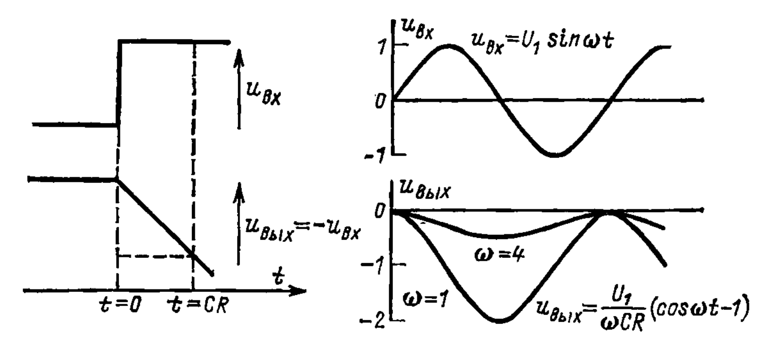


Рис. 6-48. Реакция интегратора на ступенчатую функцию и на синусоидальный входной сигнал.

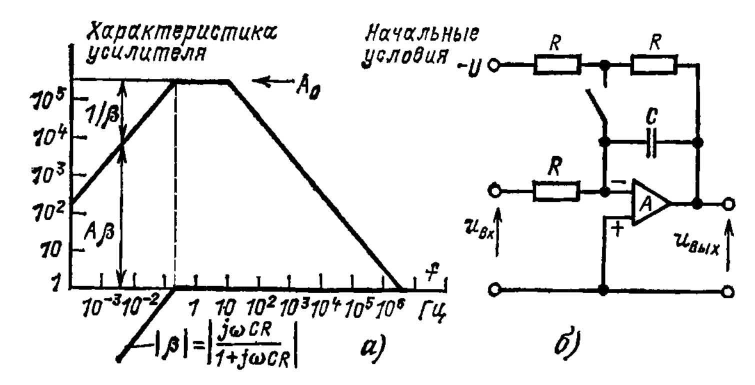


Рис. 6-49. Построение характеристики интегратора при разомкнутой цепи обратной связи.

ния, равного —1 В, через 1 с. На рис. 6-48 графически показано, что выходное напряжение снижается на входной скачок напряжения по истечении интервала, равного постоянной времени.

Коэффициент усиления в контуре интегратора определяется путем сложения логарифмических характеристик усилителя и цепи обратной связи β, как показано на рис. 6-49, *а*. Благодаря действию конденсатора в цепи обратной связи коэффициент усиления в контуре интегратора уменьшается на низких частотах. На практике часто возникает необходимость установить определенное начальное напряжение на конденсаторе путем его заряда или разряда. Задать начальное напряжение на конденсаторе можно с помощью простой схемы, показанной на рис. 6-49,*б*.

Дрейф интегратора. Ток смещения поступает на усилитель от заряженного конденсатора. Это приводит к тому, что выходное напряжение изменяется даже при отсутствии входного сигнала. Если емкость конденсатора равна 1 мкФ, а ток смещения усилителя $i_A = 10^{-7}$ А, то, так как заряд на конденсаторе $q = CU$, скорость изменения выходного напряжения равна:

$$du_{вых}/dt = i_A/C = 10^{-7}/10^{-6} = 0{,}1 \text{ В/с},$$

поэтому при интегрировании в течение длительного времени или при запоминании уровня напряжения на конденсаторе следует применять усилители с малым входным током, например с входными каскадами на полевых транзисторах. Еще одна составляющая тока протекает через входное сопротивление усилителя и входной резистор. На рис. 6-50 напряжение u_A представляет собой сдвиг входного напряжения и $u_{вых}/A$. Это напряжение приложено к резисторам R_A и R_1, соединенным между собой параллельно. Через эти резисторы также будет протекать ток, потребляемый от конденсатора. Если отнесенный к входу сдвиг напряжения составляет 5 мВ, входное сопротивление усилителя и сопротивление резистора R_1 равны по 100 кОм, то от конденсатора потребляется ток

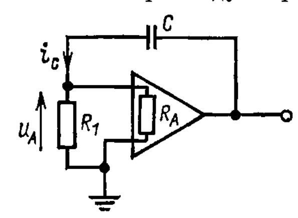


Рис. 6-50. Ток, потребляемый от конденсатора, связанный с входными сопротивлениями интегратора.

$$i_C = \frac{U_{сдв.\,вх}}{R_A R_1/(R_A + R_1)} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^4} = 10^{-7} \text{ А}.$$

Применение автоматической коррекции нуля усилителя позволяет улучшить его характеристику, так как при этом устраняется ток смещения, потребляемый от конденсатора, уменьшается сдвиг напряжения и увеличивается передача усиления.

Характеристики интегратора на низких частотах. Как уже было показано, передаточная характеристика интегратора имеет вид $u_{вых}/u_{вх} = -1/(sCR)$.

Из рис. 6-51,*а* следует, что

$$\alpha = 1/(1+sCR) \quad \text{и} \quad \beta = sCR/(1+sCR),$$

поэтому

$$\frac{u_{вых}}{u_{вх}} = -\left[\frac{1}{1+sCR}\,\frac{1+sCR}{sCR}\right] = -\frac{\alpha}{\beta}.$$

На рис. 6-51,*а* показаны асимптотические частотные характеристики $|\alpha|$ и $|\beta|$. Так как эти характеристики изображены в логарифмическом масштабе, операция деления α/β равноценна вычитанию соответствующих ординат. В результате можно построить характеристику интегратора при замкнутой цепи обратной связи, которая изображена на рис. 6-51, *б*. На этом же графике показаны

характеристика самого усилителя и характеристика интегратора при разомкнутой цепи обратной связи.

Коэффициент передачи при замкнутой цепи обратной связи выражается формулой $G = A/(1 + A\beta) \approx 1/\beta$. Следовательно, коэффициент передачи в контуре при разомкнутой цепи обратной связи $A\beta$ можно получить путем деления коэффициента передачи усилителя A на коэффициент передачи при замкнутой цепи обратной связи $1/\beta$, а в логарифмическом масштабе путем вычитания соответствующих ординат. Результирующая характеристика для разомкнутого

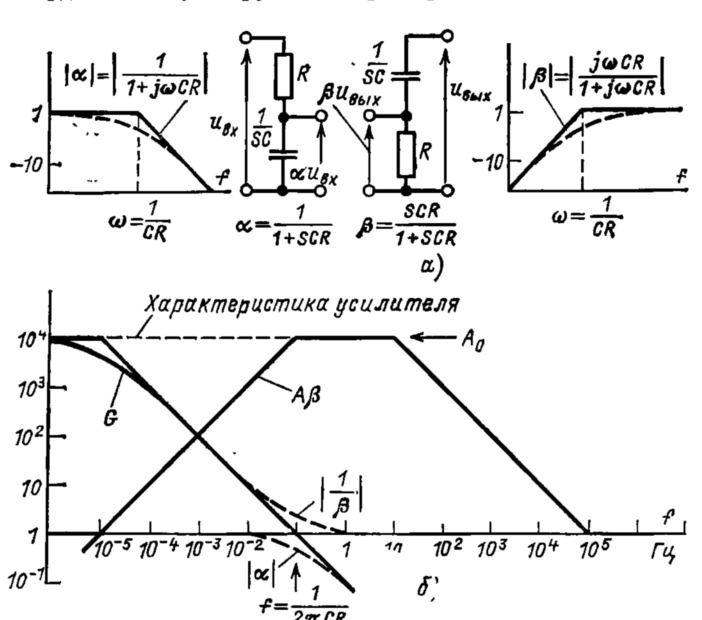


Рис. 6-51. Построение характеристики интегратора при замкнутой цепи обратной связи (k = 0,628).

контура также показана на рис. 6-51,*б*. Отсюда становится очевидной нижняя граница полосы пропускания. Частоту, на которой $A\beta = 1$, где характеристика идеального интегратора пересекается с характеристикой усилителя, можно рассматривать как нижнюю границу полосы пропускания. Верхняя граница полосы пропускания определяется характеристикой самого усилителя, так что в данном случае полоса равна 10 декадам — от 10^{-5} до 10^5 Гц. Характеристики интегратора в области низких частот можно улучшить путем повышения коэффициента передачи усилителя A_0. Кроме того, эти характеристики можно улучшить путем увеличения постоянной времени интегратора. Однако на практике часто требуется иметь небольшую постоянную времени интегратора и в результате в области низких частот характеристики интегратора получаются недостаточно хорошими.

Временная ошибка интегрирования. Другим методом исследования интегратора является анализ ошибки интегрирования при подаче на его вход ступенчатой функции. Из формулы (6-34) имеем

$$u_{\text{вых}} = \frac{-\alpha A_0}{1 + A_0\beta} u_{\text{вх}}.$$

Подставляя значения α и β, получаем:

$$u_{\text{вых}}(s) = \frac{-A_0/(1+sCR)}{1 + sCRA_0/(1+sCR)} u_{\text{вх}}(s).$$

Преобразование Лапласа для ступенчатой функции (см. приложение Б) имеет вид: $u_{\text{вх}}(s) = U_1/s$, тогда

$$u_{\text{вых}}(s) = \frac{-A_0}{1 + sCR(1+A_0)} \frac{U_1}{s},$$

следовательно,

$$u_{\text{вых}}(t) = -U_1 A_0 \left[1 - \exp\left(\frac{-t}{CR(1+A_0)}\right)\right]. \qquad (6\text{-}37)$$

Разлагая экспоненциальную функцию в ряд, получаем:

$$u_{\text{вых}}(t) = -U_1 A_0 \left[1 - 1 + \frac{t}{CR(1+A_0)} - \frac{t^2}{2[CR(1+A_0)]^2} + \ldots\right] =$$

$$= \frac{-U_1 A_0 t}{CR(1+A_0)} \left[1 - \frac{t}{2[CR(1+A_0)]} + \ldots\right]. \qquad (6\text{-}38)$$

Из формулы (6-35) для ступенчатой функции при нулевых начальных условиях имеем: $u_{\text{вых}}(t) = -U_1 t/(CR)$. Следовательно, на выходе интегратора имеют место две составляющие ошибки. Постоянная ошибка $A_0/(1 + A_0)$ при больших значениях A_0 очень мала, и этой ошибкой в большинстве случаев можно пренебречь. Вторая составляющая ошибки возрастает со временем. Эта ошибка может оказывать существенное влияние в случаях, когда интегратор с небольшой постоянной времени используется для интегрирования в течение длительного интервала времени, как показано на рис. 6-52, *а*.

Пусть, например, напряжение треугольной формы на рис. 6-52,*б* формируется с помощью интегратора, на входе которого напряжение меняет полярность на обратную в моменты, когда напряжение на его выходе достигает определенного верхнего или нижнего уровня. Частота колебаний при этом пропорциональна входному напряжению. Система на рис. 6-52,*в* может служить основой для построения преобразователя напряжение — частота. Наибольшая частота в этой системе определяется постоянной времени RC, которую примем равной 10^{-4} с, а максимальный период колебаний при малом входном напряжении положим равным 1 с. Для этих условий потребуем, чтобы ошибка составляла не более 1%. Тогда

$$\frac{t}{2[CR(1+A_0)]} \leqslant \frac{1}{100}$$

или $(A_0 + 1) \geqslant 100/(2 \cdot 10^{-4}) = 0{,}5 \cdot 10^6$.

Обеспечить такое усиление с помощью обычных операционных усилителей достаточно трудно. Поэтому в данном случае целесообразно использовать усилитель с автоматической установкой нуля (см. § 6-9).

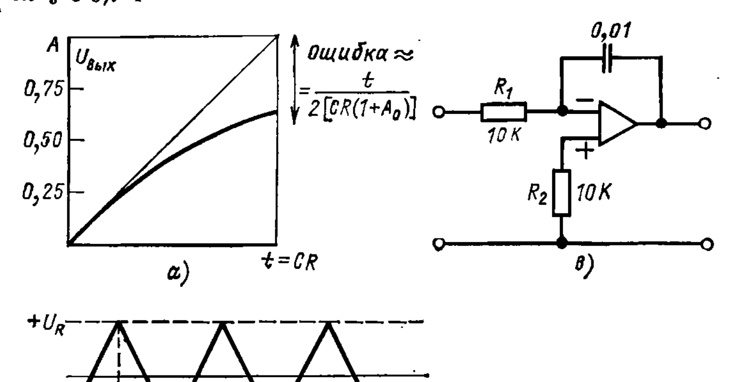


Рис. 6-52 . К определению временнóй ошибки интегрирования.

В схеме интегратора на рис. 6-52,*в* емкость конденсатора должна выбираться как можно больше для того, чтобы уменьшить влияние токов смещения и утечки. Сопротивление резистора также должно быть достаточно велико, чтобы ограничить ток, потребляемый усилителем. Обычно применяется сопротивление примерно 10 кОм, хотя в некоторых случаях могут использоваться и меньшие сопротивления. Резистор R_2 предназначен для балансировки напряжений, вызванных протеканием тока смещения.

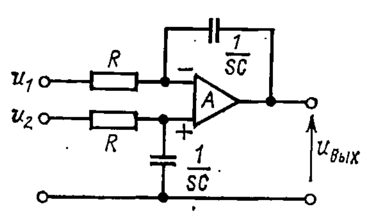


Рис. 6-53. Интегратор разности.

Интегратор разности. Схему на рис. 6-53 можно анализировать, используя принцип суперпозиции, при котором действие напряжения на каждом из двух входов рассматривается отдельно, а затем полученные результаты складываются. Сигнал, поступающий на первый вход, интегрируется, как уже было рассмотрено ранее,

$$u_{\text{вых}1} = -\alpha_1/\beta = -u_1/(sCR).$$

Второй вход является неинвертирующим. Обратная связь здесь последовательно-параллельная и имеет вид, показанный на рис. 6-31, следовательно,

$$u_{\text{вых}2}/u_{\text{вх}} \approx 1/\beta.$$

Однако в данном случае $u_{\text{вх}2} = \alpha_2 u_2$, где $\alpha_2 = 1/(1 + sCR)$. Таким образом, $u_{\text{вых}2} = u_2\alpha_2/\beta$. Поскольку $\beta = sCR/(1 + sCR)$, то

$$u_{\text{вых}2} = \frac{1}{1+sCR}\,\frac{1+sCR}{sCR}\,u_2 = \frac{u_2}{sCR}.$$

Складывая полученные результаты для обоих входов, будем иметь:

$$u_{\text{вых}}(s) = u_{\text{вых}1} + u_{\text{вых}2} = -\frac{1}{sCR}(u_1 - u_2)$$

или

$$u_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{CR}\int (u_1 - u_2)\,dt, \qquad (6\text{-}39)$$

т. е. схема действует как интегратор разности.

Приведенный анализ интегратора разности не позволяет оценить ошибку интегрирования. Для оценки ошибки необходимо проанализировать схему другим методом. Напряжение на инвертирующем входе равно $\alpha_1 u_1 + \beta u_{\text{вых}}$, а на неинвертирующем $-\alpha_2 u_2$. Таким образом, дифференциальное входное напряжение

$$u_A = \alpha_1 u_1 + \beta u_{\text{вых}} - \alpha_2 u_2;$$

подставляя соответствующие значения, получаем:

$$u_A = \frac{u_1}{1+sCR} + \frac{u_{\text{вых}} sCR}{1+sCR} - \frac{u_2}{1+sCR} = \frac{u_{\text{вых}}}{A};$$

$$u_{\text{вых}}\left(\frac{1}{A} - \frac{sCR}{1+sCR}\right) = \frac{u_1 - u_2}{1+sCR};$$

$$-u_{\text{вых}} sCR = u_1 - u_2 - \frac{u_{\text{вых}}(1+sCR)}{A};$$

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{sCR}\left[(u_1 - u_2) + \frac{u_{\text{вых}}}{A}(1+sCR)\right],$$

откуда ясно видна ошибка интегрирования.

Двойной интегратор. Через цепь обратной связи в схеме на рис. 6-54, *а* к суммирующей точке усилителя поступает ток обратной связи $i_{\text{ос}}$, значение которого можно найти, анализируя схему на рис. 6-54, *б*:

$$-i_{\text{о.с}} = \frac{(sC)^2 R}{2(1+sCR)}\,u_{\text{вых}}.$$

Аналогично можно определить и входной ток:

$$i_{\text{вх}} = \frac{1}{2R(1+sCR)}\,u_{\text{вх}}.$$

Полагая, что входной ток усилителя очень мал и им можно пренебречь, получим в суммирующей точке $i_{\text{вх}} = i_{\text{о.с}}$ или

$$\frac{u_{\text{вх}}}{2R(1+sCR)} = \frac{-(sC)^2 R}{2(1+sCR)}\,u_{\text{вых}},$$

откуда

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = -\frac{1}{(sCR)^2} \text{ или } u_{\text{вых}} = \frac{1}{(CR)^2}\int\int u_{\text{вх}}\,dt.$$

Таким образом, схема работает как двойной интегратор.

Дифференцирование. Если входным элементом в системе с параллельно-параллельной обратной связью является конденсатор, как показано на рис. 6-55,*а*, а элементом обратной связи — резистор, тогда $i_{\text{вх}} = sCu_{\text{вх}}$ и $i_{\text{о.с}} = -u_{\text{вых}}/R$.

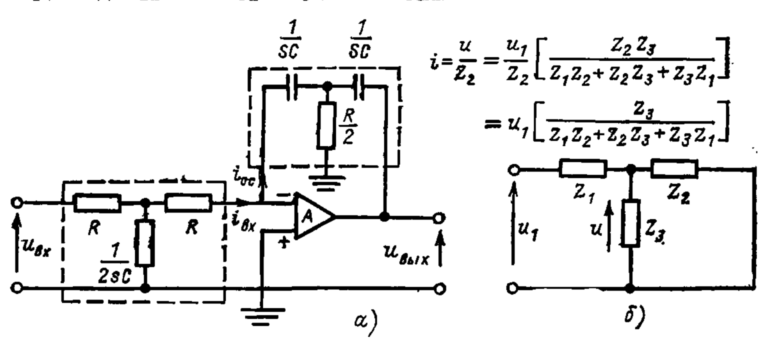


Рис. 6-54. Схема двойного интегратора.

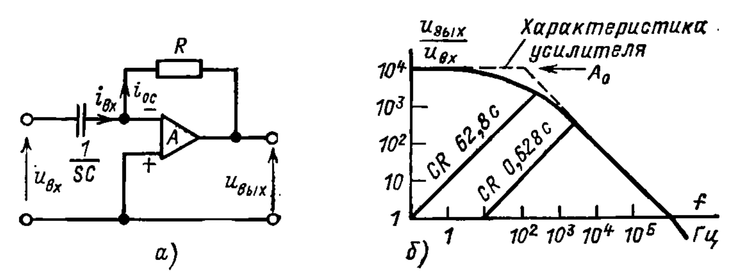


Рис. 6-55. Схема дифференцирующего устройства (*а*) и его амплитудно-частотная характеристика (*б*).

Приравнивая токи, как и в предыдущем случае, получаем:

$$u_{\text{вых}}(s)/u_{\text{вх}}(s) = -sCR. \qquad (6\text{-}40)$$

Если это выражение записать в виде функции времени

$$u_{\text{вых}}(t) = -CR\frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt},$$

то становится очевидным, что система выполняет операцию дифференцирования. Частотную характеристику дифференцирующего устройства можно получить, подставляя $j\omega$ вместо s в формуле (6-40):

$$u_{\text{вых}}(j\omega)/u_{\text{вх}}(j\omega) = -j\omega CR,$$

Отсюда видно, что функция передачи, которая пропорциональна частоте, имеет опережение по фазе на 90°, обусловленное членом j и инвертированием сигнала. Амплитудно-частотная характеристика дифференцирующего устройства показана на рис. 6-55,*б*. Граница полосы пропускания в области высоких частот определяется характеристикой усилителя.

Можно заметить важную особенность верхней граничной частоты, если провести кривую характеристики разомкнутого контура $A\beta$, как показано на рис. 6-56. В этом случае $\alpha = sCR/(1 + sCR)$ и $\beta = 1/(1 + sCR)$. Запаздывание фазы, вносимое усилителем в точ-

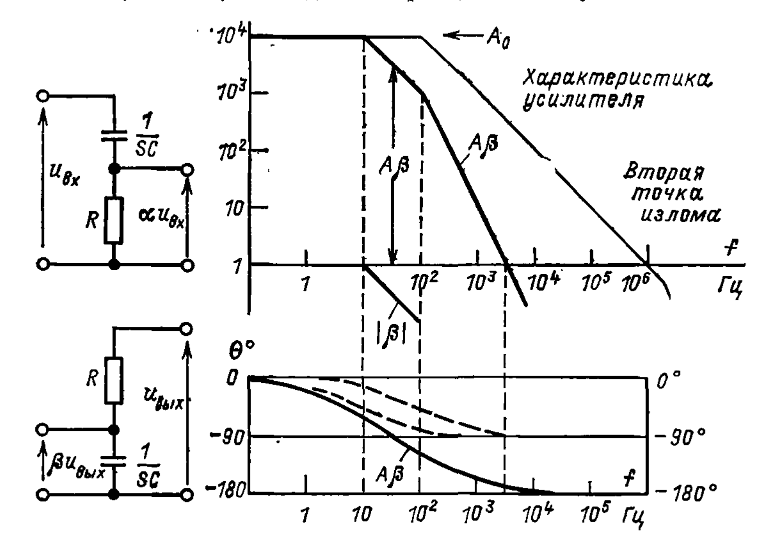


Рис. 6-56. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики дифференцирующего устройства при разомкнутой цепи обратной связи.

ке излома его характеристики, складывается со сдвигом фазы, вносимым цепью обратной связи β. (Цепь обратной связи интегратора дает опережение фазы.) Дополнительное запаздывание фазы может оказывать влияние на устойчивость системы.

Коэффициент передачи системы при замкнутой цепи обратной связи записывается в виде $G = A/(1 + A\beta)$ и при $A\beta = -1$ он становится равным бесконечности. Таким образом, условием нарушения устойчивости является $|A\beta| = 1$, а фазовый угол коэффициента передачи разомкнутой системы $\theta = -180°$. Из графиков на рис. 6-56 видно, что если фазовый сдвиг становится равным $-180°$ до того, как модуль $|A\beta|$ станет равным единице, то усилитель становится неустойчивым, т. е. отрицательная обратная связь становится положительной. На изображенных на рис. 6-56 кривых фазовый угол немного не достигает значения $-180°$ в точке, где $|A\beta| = 1$, так что такая система все-таки останется устойчивой. Однако запас устойчивости по фазе (равный $180° - \theta$ при $|A\beta| =$

= 1) достаточно мал, и при появлении небольших добавочных фазовых сдвигов на частотах ниже той, на которой $|A\beta| = 1$, устойчивость системы может быть нарушена. Необходимо упомянуть еще два вопроса, касающиеся устойчивости. Во-первых, многие операционные усилители на своей характеристике имеют вторую точку излома, на частоте которой вносится запаздывание фазы более 45°. Однако, как правило, вторая точка излома имеет место на достаточно высокой частоте, где модуль коэффициента передачи $A\beta$ уже меньше единицы. Во-вторых, шунтирующая емкость в точке суммирования операционного усилителя оказывает такое же дестабилизирующее влияние, как уже было рассмотрено ранее.

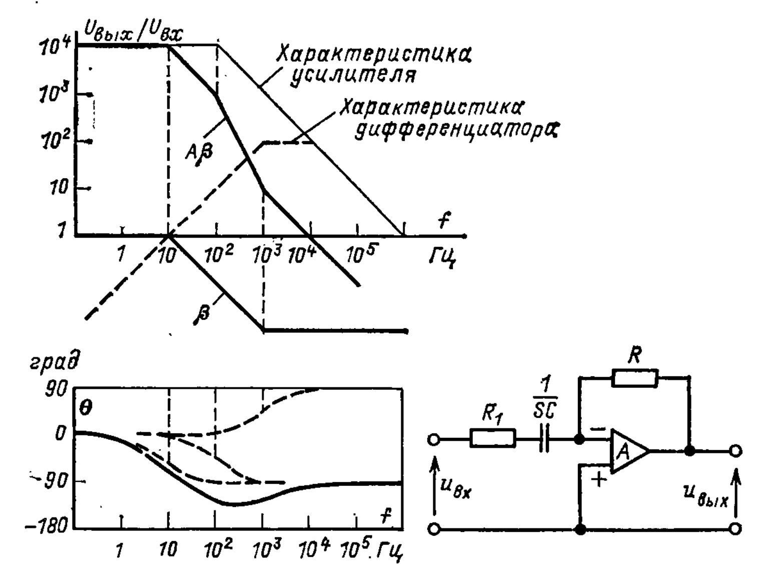


Рис. 6-57. Амплитудная и фазовая характеристики модифицированной схемы дифференцирующего устройства.

Стабилизация дифференцирующего устройства. Включение небольшого сопротивления последовательно с конденсатором оказывает компенсирующее влияние на запаздывание фазы, вносимое цепью обратной связи β на высоких частотах, на которых характеристика системы уже не является в полном смысле характеристикой дифференцирующего устройства. Для схемы на рис. 6-57 коэффициент передачи на высокой частоте равен 100, а

$$\alpha = \frac{sCR}{1+sC(R_1+R)} \text{ и } \beta = \frac{1+sCR_1}{1+sC(R_1+R)}.$$

Недостатки дифференцирующего устройства:

а) входная емкость оказывает дестабилизирующее влияние; б) как видно из графика на рис. 6-55, коэффициент передачи возрастает с частотой. В результате этого происходит увеличение высокочастотных шумов, которые практически всегда присутствуют в электронных системах; в) если скорость изменения входного напряжения dU/dt велика, то для заряда конденсатора может потребоваться больший ток. При входном напряжении, имеющем форму, показанную на рис. 6-58,*а*, в схеме дифференцирующего устройства на рис. 6-58,*б* входной ток будет равен:

$$i = C\frac{dU}{dt} = 2\cdot10^4\cdot10^{-6} = 20 \text{ мА}.$$

При этом большой ток может потребляться и от операционного усилителя.

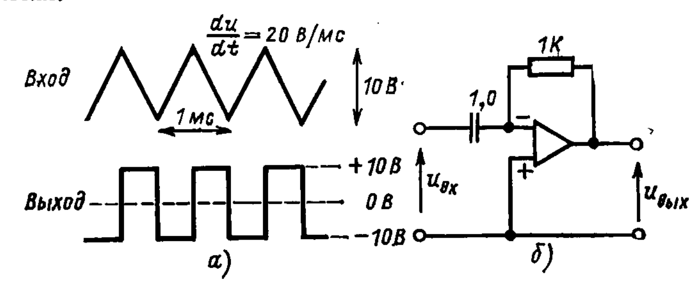


Рис. 6-58. Форма входного и выходного напряжений (*а*) в схеме дифференцирующего устройства (*б*).

Например, требуется рассчитать схему дифференцирующего устройства с выходным напряжением 10 В. Скорость изменения входного сигнала равна 5 В/мс.

Скорость изменения синусоидального напряжения с амплитудой E определяется выражением

$$\frac{d}{dt}(E\sin\omega t) = \omega E\cos\omega t,$$

которое имеет максимальное значение ωE. При $\omega E = 5$ В/мс $E = 10$ В $\omega = 500$ рад/с или $f = 79{,}6$ Гц. Подставляя в формулу

$$u_{вых} = -CR\frac{du_{вх}}{dt}$$

соответствующие величины, получим постоянную времени

$$CR = \frac{10\cdot10^{-3}}{5} = 2\cdot10^{-3} \text{ с}.$$

Если сопротивление резистора в цепи обратной связи выбрать равным 10 кОм, то при максимальном выходном напряжении 10 В выходной (а также и входной) ток будет не более 1 мА — величина вполне приемлема.

Емкость конденсатора

$$C = \frac{0{,}2\cdot10^{-2}}{10^4} = 0{,}2 \text{ мкФ}.$$

На частоте $\omega = 1$ рад/с модуль коэффициента передачи равен $2\cdot10^{-3}$, а частота, на которой $\omega CR = 1$, равна 79,6 Гц.

Стабилизирующим является резистор сопротивлением 100 Ом, включенный последовательно с входной емкостью; он ограничивает

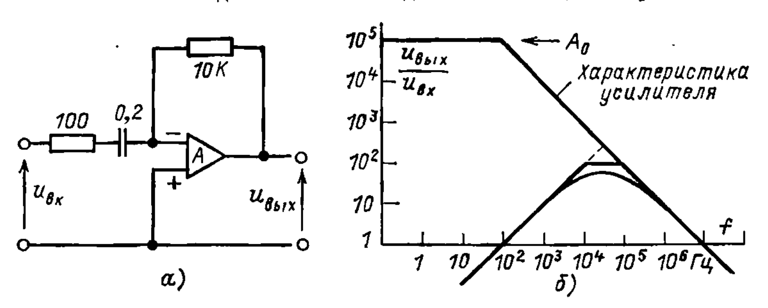


Рис. 6-59. Схема (*а*) и аппроксимированная частотная характеристика (*б*) дифференцирующего устройства.

коэффициент передачи до 100, как показано на рис. 6-59, *б*. При этом обеспечивается устойчивость схемы и уменьшается уровень шумов на выходе.

6-6. ПРИМЕР СХЕМЫ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Схема с последовательно-последовательной обратной связью описана в § 6-2, где было показано, что элемент обратной связи определяет проводимость передачи, т. е. отношение выходного тока к входному напряжению.

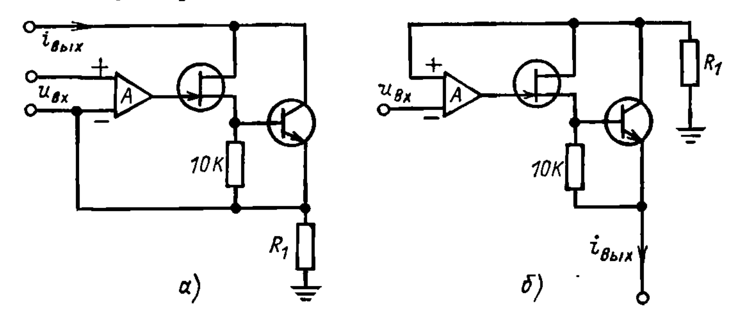


Рис. 6-60. Схема с последовательно-последовательной обратной связью, потребляющая определенный ток (*а*), и схема источника тока (*б*).

На рис. 6-60,*а* показана схема, потребляющая точно заданный ток. Она по существу является развитием схемы на рис. 6-4, *б*. Выходной повторитель здесь такой же, как и в схеме на рис. 6-21, *б*, и используется он здесь потому, что не потребляет тока от операционного усилителя. Следовательно, выходной ток полностью определяется выражением $i_{вых} = u_{вх}/R_1$.

Характеристики схемы можно определить в предположении, что коэффициент передачи по напряжению *A* операционного усилителя достаточно велик, а напряжение на инвертирующем и неинвертирующем входах приблизительно одинаковы. Выходное напряжение можно записать в виде

$$u_{R_1} = (u_{вх} - u_{R_1})\, A = u_{вх}/(1 + 1/A);$$

выходной ток равен:

$$i_{вых} = \frac{u_{R_1}}{R_1} = \frac{u_{вх}}{R_1\,(1 + 1/A)} \approx \frac{u_{вх}}{R_1}.$$

Таким образом, проводимость передачи определяется выражением

$$i_{вых}/u_{вх} = 1/R_1.$$

На рис. 6-60,*б* изображено устройство, которое работает как источник тока. В этой схеме резистор R_1 присоединен к стоку и коллектору транзисторов выходного каскада, в результате чего обеспечивается обратная связь по напряжению для операционного усилителя. Для получения инверсии сигнала, которая требуется для отрицательной обратной связи, цепь обратной связи замкнута на неинвертирующий вход операционного усилителя.

Если предположить, что напряжения на обоих входах приблизительно одинаковы, то $u_{вх} = R_1 i_{вых}$ или $i_{вых} = u_{вх}/R_1$.

6-7. ПРИБОРЫ, В КОТОРЫХ ИСПОЛЬЗУЮТСЯ УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Милливольтметр. Используя схему с последовательно-последовательной обратной связью (рис. 6-60), можно построить вольтметр, обладающий высоким входным сопротивлением. На рис. 6-61 показана схема милливольтметра постоянного тока, в которой в качестве индикатора служит измеритель со шкалой 1 мА.

Усилитель датчика. На рис. 6-62 резистор *R* представляет собой некоторый датчик, например измеритель деформации, а сопротивление резистора R_1 определяется соотношением $R = R_1 + \Delta R$. Так как эта схема имеет параллельно-параллельную обратную связь, выходное напряжение можно представить в виде

$$u_{вых} = -\frac{R_2}{R}U + \frac{R_2}{R_1}U = -\left[\frac{1}{R_1 + \Delta R} - \frac{1}{R_1}\right]R_2 U =$$
$$= -\left[\frac{R_1 - R_1 - \Delta R}{(R_1 + \Delta R)\,R_1}\right]R_2 U = \frac{\Delta R/R_1}{1 + \Delta R/R_1}\,\frac{R_2}{R_1}\,U.$$

Таким образом, если $\Delta R \ll R_1$, то

$$u_{вых} \approx \frac{\Delta R}{R_1}\,\frac{R_2}{R_1}\,U.$$

Отсюда видно, что изменение выходного напряжения пропорционально изменению сопротивления датчика.

Для исключения перегрузки на выходе усилителя резистор R_2 должен иметь сопротивление не менее 10 кОм, но не более 1 МОм,

так как при больших значениях возрастает чувствительность усилителя к изменениям входного тока.

Усилитель разности. В схеме с параллельно-параллельной обратной связью неинвертирующий вход усилителя можно использовать для подачи второго входного сигнала, как показано на

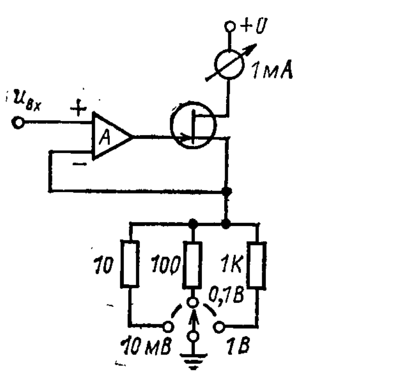


Рис. 6-61. Применение последовательно-последовательной обратной связи в схеме милливольтметра.

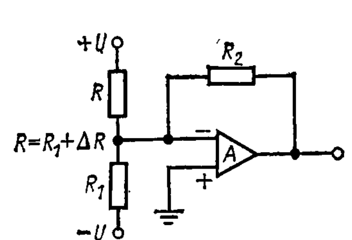


Рис. 6-62. Усилитель датчика.

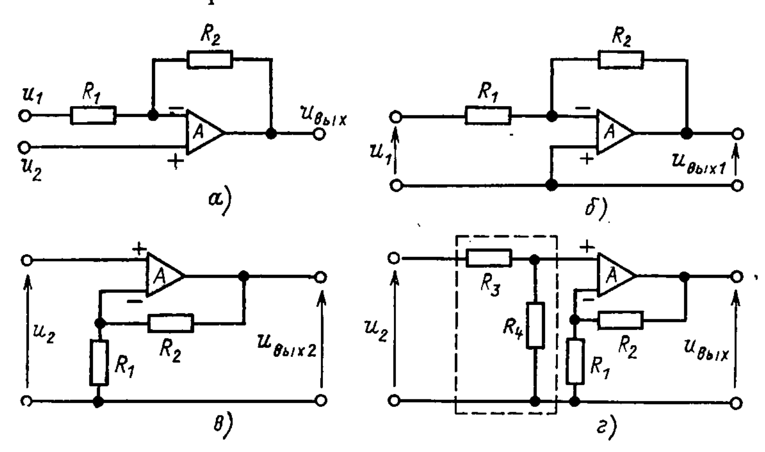


Рис. 6-63. Основные схемы усилителя разности.

рис. 6-63,*а*. В этом случае выходное напряжение можно рассматривать как сумму двух выходных напряжений: одного от системы с параллельно-параллельной обратной связью, а второго от системы с последовательно-параллельной обратной связью, т. е.

$$u_{вых} = -\frac{R_2}{R_1}u_1 + \frac{R_1+R_2}{R_1}u_2.$$

Определение составляющих выходного напряжения $u_{вых1}$ и $u_{вых2}$ показано на рис. 6-63,*б* и *в*. Если схему с последовательно-параллельной обратной связью (рис. 6-63,*в*) изменить путем включения на входе цепи, вносящей затухание, как показано на рис. 6-63,*г*, тогда выходное напряжение можно представить в виде

$$u_{вых} = u_2\alpha'/\beta,$$

где $\alpha' = R_4/(R_3 + R_4)$ и $\beta = (R_1 + R_2)/R_1$.

Балансный усилитель разности, в котором выходное напряжение пропорционально разности входных сигналов, изображен на рис. 6-64, *а*. Выходное напряжение этого усилителя равно:

$$u_{вых} = -\frac{\alpha}{\beta}(u_1 - u_2) = -\frac{R_2}{R_1}(u_1 - u_2).$$

Сопротивления на каждом из входов одинаковы, поэтому ток смещения создает равные падения напряжения.

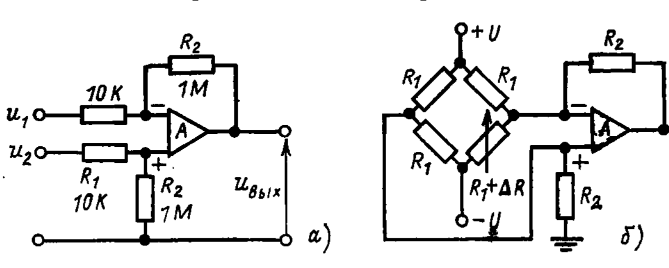


Рис. 6-64. Балансный усилитель разности с коэффициентом передачи дифференциального сигнала, равным — 100 (*а*) и мостиковый усилитель (*б*).

Синфазные сигналы. Идеальный разностный усилитель при подаче на оба входа одинаковых напряжений, т. е. $u_1 = u_2$, имеет на выходе напряжение, равное нулю. Такие входные напряжения являются синфазными. В общем случае синфазный сигнал представляет собой среднее значение двух входных напряжений, т. е. $\frac{1}{2}(u_1+u_2)$. Например, если u_1 = 5 В, а u_2 = —1 В, то синфазное входное напряжение равно $u_{сф}$ = 2 В.

Дифференциальные сигналы. Дифференциальный входной сигнал представляет собой разность двух входных напряжений. Если, как и в предыдущем примере, u_1 = 5 В, u_2 = —1 В, то дифференциальный входной сигнал $u_1 - u_2$ = 6 В.

Коэффициент передачи синфазного сигнала. Коэффициент передачи синфазного сигнала в схеме на рис. 6-64, *а* равен нулю, так как коэффициенты передачи напряжения для обоих входов имеют одинаковые значения. Если $R_1 = R_2$, то выходное напряжение равно — 6 В и имеет ту же величину при входных напряжениях 9 и 3 В.

Однако коэффициент передачи синфазного сигнала никогда не бывает точно равен нулю хотя бы по той причине, что нельзя абсолютно точно согласовать сопротивления резисторов в цепях α и β. Коэффициент передачи синфазного сигнала можно определить,

соединив между собой оба входа и измерив выходное напряжение, которое получается при подаче одного и того же напряжения на оба входа.

Коэффициент подавления синфазного сигнала $k_{\text{п. сф}}$ определяется отношением коэффициента передачи дифференциального сигнала $G_{\text{д}}$ к коэффициенту передачи синфазного сигнала $G_{\text{сф}}$, т. е.

$$k_{\text{п. сф}} = G_{\text{д}}/G_{\text{сф}}. \qquad (6\text{-}41)$$

В ряде случаев коэффициент поданления синфазного сигнала более 10^5 (или 100 дБ). Напряжение на выходе представляет собой сумму дифференциального и синфазного выходных напряжений. При входных напряжениях 30 мВ и 0 В, коэффициенте передачи дифференциального сигнала 100 выходное напряжение равно 3 В, а синфазный выходной сигнал очень мал и им можно пренебречь. Если $u_1 = 10{,}03$ В и $u_2 = 10$ В, то дифференциальное выходное

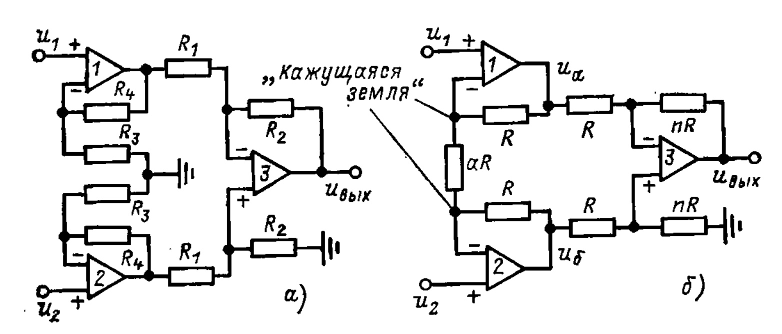


Рис. 6-65. Схемы усилителей разности с большим входным сопротивлением.

напряжение будет иметь ту же самую величину, т. е. 3 В. Однако если коэффициент подавления синфазного сигнала равен 10^5, то $G_{\text{сф}} = G_{\text{д}}/k_{\text{п. сф}} = 10^{-3}$. При этом выходное напряжение синфазного сигнала равно $10{,}015 \cdot 10^{-3} = 0{,}010015$ В, что дает ошибку 0,3%.

Мостиковый усилитель. Недостатком схемы на рис. 6-62 является то, что выходное напряжение усилителя оказывается чувствительным к изменениям напряжений $+U$ и $-U$. Указанный недостаток устраняется в схеме мостикового усилителя (рис. 6-64, *б*), так как в подобной балансной системе изменения напряжений $+U$ и $-U$ воспринимаются как синфазные сигналы, которые в значительной степени ослабляются на выходе. Входные резисторы системы образуют плечи моста. Для получения максимальной чувствительности сопротивления каждого из плеч моста должны быть равны между собой, т. е. сопротивление каждого из постоянных резисторов должно быть равно сопротивлению датчика. С учетом проблем согласования сопротивлений и влияния токов смещения сопротивления резисторов R_1 обычно несколько больше 1 МОм.

Усилители разности с большим входным сопротивлением. В схеме усилителя разности на рис. 6-65,*а* использованы два повторителя напряжения. Выходное напряжение в этой схеме

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{\beta_1}\,\frac{\alpha}{\beta_1}(u_1 - u_2) = -\frac{R_3 + R_4}{R_4}\,\frac{R_2}{R_1}(u_1 - u_2). \qquad (6\text{-}42)$$

Другой вид аналогичной схемы, в которой входные усилители связаны между собой общим резистором, показан на рис. 6-65,*б*. Напряжение на выходе усилителя *1* можно найти, рассматривая действие входного напряжения на схему с последовательно-параллельной обратной связью при кажущемся заземлении усилителя *2*, т. е. когда на нижнем выводе резистора aR поддерживается нулевое напряжение. Общий резистор aR можно также рассматривать как входной резистор на инвертирующем входе усилителя *2*, тогда выходное напряжение на выходе усилителя *1*, обусловленное действием u_2, будет равно $-\frac{1}{a}u_2$. Таким образом, выходное напряжение усилителя *1* можно записать в виде

$$u_a = \frac{1+a}{a}u_1 - \frac{1}{a}u_2.$$

Рассуждая аналогично, для второго усилителя получаем:

$$u_б = -\frac{1}{a}u_1 + \frac{1+a}{a}u_2.$$

Усилитель *3* работает как усилитель разности с входными напряжениями u_a и $u_б$, следовательно, напряжение на его выходе равно:

$$u_{\text{вых}} = -n\left(\frac{a+2}{a}\right)(u_1 - u_2).$$

Коэффициент передачи синфазных сигналов входных усилителей равен единице, что позволяет иметь на входе этой схемы более высокий уровень синфазных сигналов, чем в предыдущем примере.

6-8. УСИЛИТЕЛЬ С МАЛЫМ ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Как правило, предполагается, что операционный усилитель имеет достаточно большое входное сопротивление, и поэтому входным током можно пренебречь. Другое положение будет иметь место, когда усилитель имеет малое входное сопротивление и управление осуществляется не напряжением, а током. В этом случае для получения хороших характеристик усилителя входной ток должен быть значительно меньше токов, протекающих во внешних элементах схемы, с тем чтобы не вносилась слишком большая ошибка.

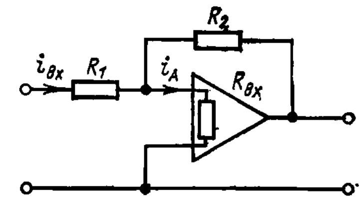


Рис. 6-66. Схема усилителя с малым входным сопротивлением.

Усилитель, изображенный на рис. 6-66, потребляет входной ток i_A. В такой схеме с параллельно-параллельной обратной связью коэффициент передачи разомкнутого контура равен:

$$A\beta = A_U R_1/(R_1 + R_2),$$

где A_U — коэффициент передачи по напряжению.

Если входное сопротивление $R_{вх}$ значительно меньше R_1, то

$$\beta \approx R_{вх}/(R_{вх}+R_2)$$

и

$$A\beta \approx A_U R_{вх}/(R_{вх}+R_2).$$

Выходное напряжение является функцией входного тока, поэтому более целесообразно рассматривать не коэффициент передачи по напряжению, а сопротивление прямой передачи усилителя.

Сопротивление прямой передачи $R_п = A_U R_{вх}$ и если $R_{вх} \ll R_2$, то $A\beta = R_п/(R_{вх}+R_2) \approx R_п/R_2$. Отсюда видно, что коэффициент

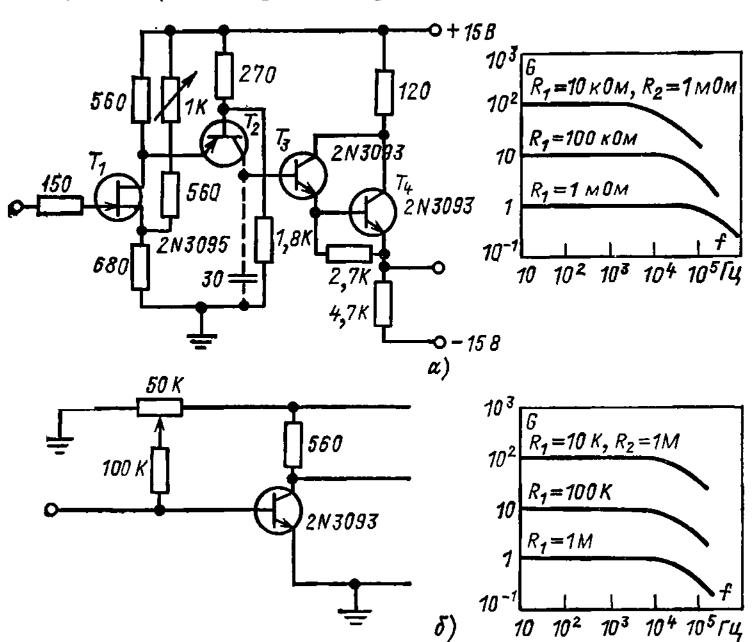


Рис. 6-67. Амплитудно-частотные характеристики при замкнутой цепи обратной связи для схем усилителей с большим ($а$) и малым ($б$) входным сопротивлением.

передачи разомкнутого контура $A\beta$ в случае усилителя с малым входным сопротивлением не зависит от входного элемента R_1 и полностью определяется элементом обратной связи R_2. Полоса пропускания усилителя при замкнутой обратной связи также является функцией элемента обратной связи, а не всей цепи β, как это было в схеме усилителя с большим входным сопротивлением.

На рис. 6-67 для сравнения показаны характеристики двух систем, одна из которых имеет на входе каскад на полевом транзисторе, а другая — на биполярном. Очевидно, что в последнем случае полоса пропускания при изменении коэффициента передачи остается практически неизменной, благодаря тому что R_1 значительно больше, чем $R_{вх}$ (в данном случае около 2 кОм). При меньших сопротивлениях резистора R_2 коэффициент обратной связи увеличивается и расширяется полоса пропускания.

Для схемы с малым входным сопротивлением коэффициент передачи при замкнутой обратной связи

$$G = -\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{(1+1/A\beta)} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{1+R_2/R_п}. \qquad (6\text{-}43)$$

В схеме с биполярным транзистором на входе (рис. 6-67, $б$) сопротивление передачи усилителя определяется коэффициентом передачи тока этого каскада (около 50), умноженным на коэффициент передачи тока второго каскада (равен единице) и на сопротивление нагрузки, которым является входное сопротивление схемы Дарлингтона (около 2 МОм). Таким образом, $R_п \approx 50 \cdot 1 \cdot 2 \cdot 10^6 \approx \approx -100$ МОм.

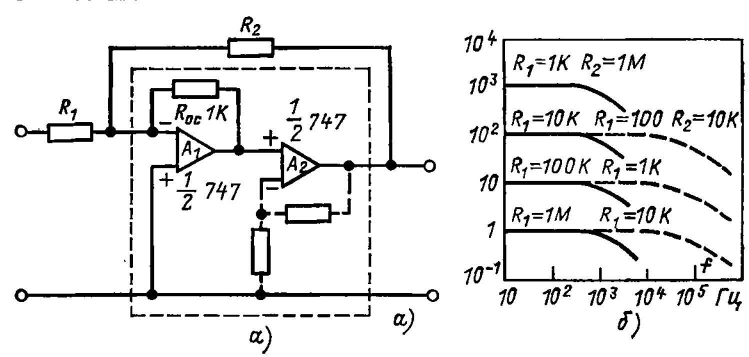


Рис. 6-68. Схема интегрального усилителя с малым входным сопротивлением ($а$) и характеристики схемы при замкнутой цепи обратной связи ($б$).

Если сопротивление резистора в цепи обратной связи $R_2 = = 1$ МОм, то ошибка, равная $R_2/R_п$, составляет 1%, а при $R_2 = = 100$ кОм уменьшается до 0,1% и не зависит от сопротивления резистора.

Усилители с малым входным сопротивлением в интегральной форме. Благодаря невысокой стоимости и хорошим характеристикам усилителей с непосредственной связью в интегральном исполнении выполнение таких усилителей на дискретных элементах оказывается нецелесообразным с точки зрения как их стоимости, так и характеристик. Однако в процессе разработки интегральных операционных усилителей всегда стремятся получить большое входное сопротивление — примерно 1 МОм и более. Для получения малого входного сопротивления требуются два операционных усилителя, как показано на рис. 6-68,$а$. Первый из них, охваченный параллельно-параллельной обратной связью, обеспечивает малое входное сопротивление, приблизительно равное $R_{о.с}/A = 0{,}005$ Ом. Второй усилитель работает с последовательно-параллельной обратной связью или же при разомкнутой цепи обратной связи в качестве не-

инвертирующего каскада. В последнем случае сопротивление передачи всего усилителя равно:

$$R_{\text{П}} = -1 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^5 = -200 \text{ МОм}.$$

На рис. 6-68,*б* показаны амплитудно-частотные характеристики этой схемы при замкнутой цепи обратной связи. Ширина полосы

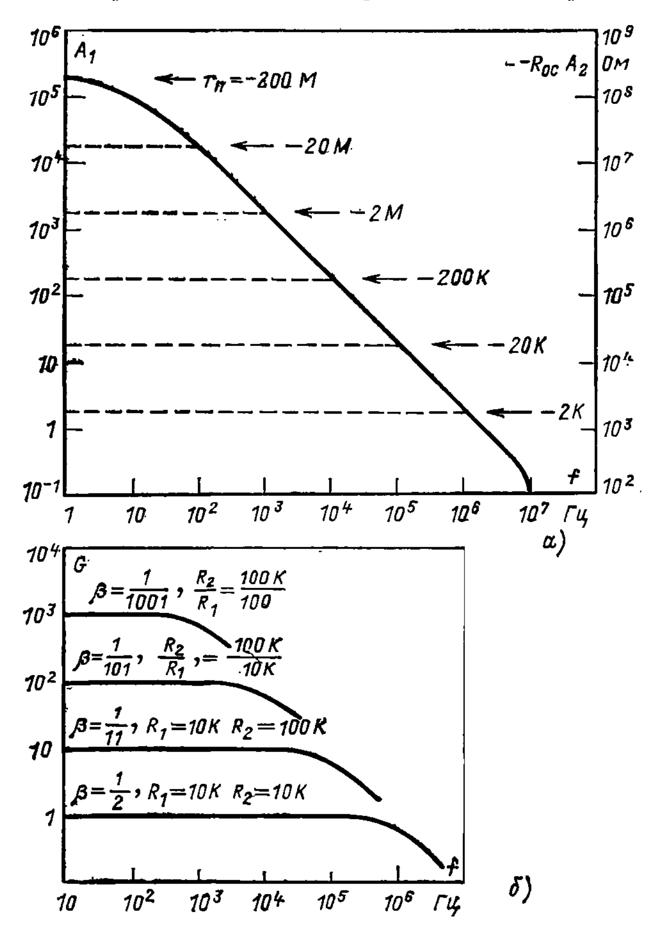


Рис. 6-69. Определение сопротивления передачи по характеристике при разомкнутой цепи обратной связи ($r_{\text{П}}$ — сопротивление передачи при разомкнутой цепи обратной связи).

пропускания усилителя определяется сопротивлением резистора R_2 в цепи обратной связи. При этом оказывается возможным изменять коэффициент усиления в некотором диапазоне при неизменной полосе пропускания. В этом можно убедиться по характеристикам на рис. 6-69,*а*, на которых изображена зависимость произведения коэффициента передачи разомкнутого контура на сопротивление передачи первого каскада от частоты. Благодаря сильной обратной связи усилитель имеет широкую полосу пропускания. Подобная оценка полосы пропускания близко соответствует измеренной экспериментально. Из частотной характеристики одного каскада, показанной на рис. 6-69,*б*, видно, что ширина полосы пропускания является функцией β. Ширина полосы определяется частотой, на которой $A = 1/\beta$, в то время как в системе с малым входным сопротивлением полоса определяется частотой, на которой $R_{\text{П}} = R_2 = R_{\text{о. с}}A_2$. Например, при $R_2 = 200$ кОм отношение $R_2/R_{\text{П}} \doteq 1$ на частоте 10^4 Гц и ширина полосы остается постоянной при изменении коэффициента передачи за счет изменения сопротивления резистора R_2.

6-9. АВТОМАТИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА НУЛЯ

В усилителях с непосредственной связью на дискретных элементах, а также в некоторых интегральных системах необходимо предусматривать какие-то меры для получения выходного напряжения, равного нулю при нулевом напряжении на входе.

В § 6-3 было показано, что выходное напряжение, обусловленное сдвигом напряжения, отнесенного к входу, $U_{\text{сдв. вх}}$, равно:

$$u_{\text{вых}} = AU_{\text{сдв. вх}}/(1 + A\beta) \approx U_{\text{сдв. вх}}/\beta.$$

Для стандартных операционных усилителей $U_{\text{сдв. вх}}$ приблизительно равно 4 мВ. Тогда в инверторе с коэффициентом усиления, равным единице ($\beta = 1/2$), выходное напряжение будет составлять 8 мВ. Если коэффициент передачи при замкнутой цепи обратной связи равен —100, то выходное напряжение будет составлять около 5% максимального значения, равного 10 В. В некоторых случаях для уменьшения напряжения сдвига применяются внешние схемные элементы, однако в больших сложных схемах практически это не всегда удобно.

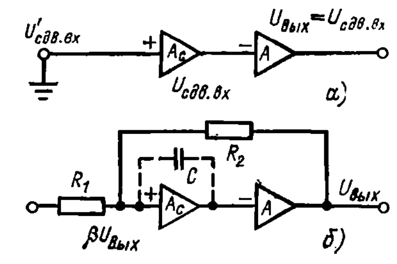


Рис. 6-70. Соотношение между сдвигом входного и выходного напряжений в усилителе с дополнительным каскадом.

Уменьшение сдвига входного напряжения. Если перед усилителем имеется еще один усилительный каскад с нулевым напряжением сдвига, как показано на рис. 6-70,*а*, то напряжение сдвига на выходе при этом не изменится, а сдвиг напряжения, отнесенный к входу такой системы, будет равен выходному сдвигу напряжения, деленному на общий коэффициент передачи всей системы, т. е.

$$U'_{\text{сдв. вх}} = \frac{U_{\text{вых}}}{A_{\text{с}}A} = \frac{U_{\text{сдв. вх}}A}{A_{\text{с}}A} = \frac{U_{\text{сдв. вх}}}{A_{\text{с}}}.$$

Таким образом, сдвиг напряжения, отнесенный к входу системы, уменьшается в A_c раз, где A_c — коэффициент передачи дополнительного каскада. Если такой усилитель охвачен обратной связью,

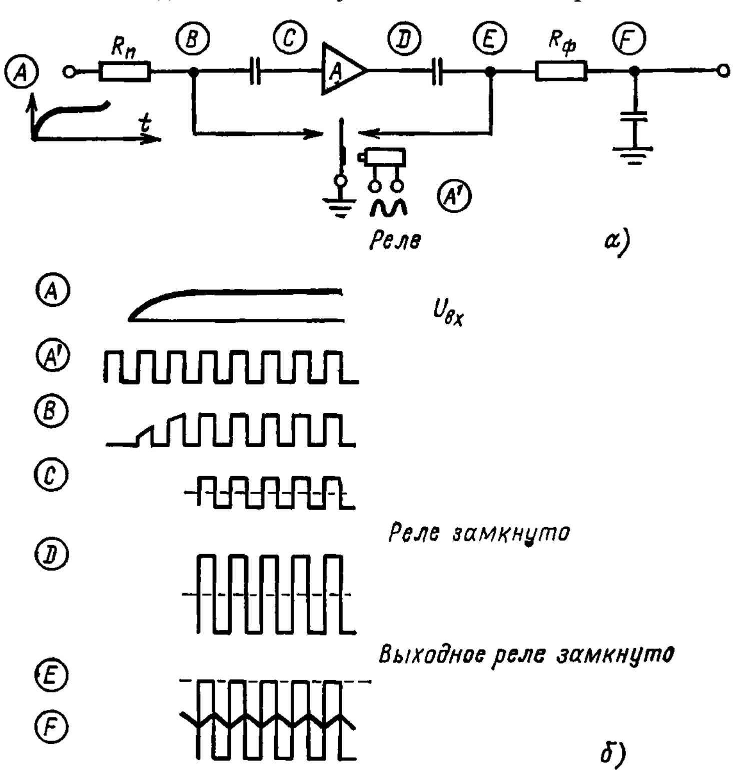


Рис. 6-71. Схема усилителя с прерывателем (*а*) и форма напряжений в различных точках усилителя (*б*).

как показано на рис. 6-70,*б*, то выходное напряжение, обусловленное сдвигом, будет равно:

$$U_{\text{вых}} = -A_c A\left(\frac{U_{\text{сдв. вх}}}{A_c} + \beta U_{\text{вых}}\right) \approx -\frac{U_{\text{сдв. вх}}}{A_c\beta},$$

т. е. уменьшается в A_c раз. Таким образом, при $A_c = 1000$ сдвиг выходного напряжения в типовом инверторе с коэффициентом передачи, равным единице, будет:

$$U_{\text{вых}} = 8 \cdot 10^{-3}/1000 = 8 \text{ мкВ}.$$

В такой схеме при нулевом напряжении на входе выходное напряжение может быть получено очень близким нулю, благодаря чему отпадает необходимость в ручной подстройке нуля. В качестве до-

полнительного каскада в этой схеме подходит усилитель с прерывателем, уже упоминавшийся в гл. 4, который с соответствующими эпюрами напряжений изображен на рис. 6-71.

Непрерывный входной сигнал преобразуется в импульсный с помощью ключа. Затем импульсный сигнал усиливается усилителем с емкостной связью и синхронно выпрямляется вторым шунтирующим ключом. Так как усилитель с емкостной связью способен усиливать только переменные сигналы, сдвиг напряжения будет обусловлен входным переключателем. В такой схеме можно использовать переключатели различных типов, но первоначально применялось обычное электромеханическое реле. В дальнейшем реле было с успехом заменено полупроводниковыми устройствами, вначале на биполярных транзисторах, а в настоящее время такие переключатели выполняются на оптоэлектронных устройствах.

Рис. 6-72. Характеристики полевого транзистора при малых напряжениях.

В схеме, показанной на рис. 6-71, в качестве входного ключа используется полевой транзистор с изолированным затвором. Такой транзистор обеспечивает необходимую изоляцию между переключающим напряжением и входным сигналом, хотя небольшие всплески напряжения через конденсатор поступают на вход усилителя. Синхронный выпрямитель на выходе выполнен на полевом транзисторе с затвором на *p-n* переходе. Такой переключатель работает вполне удовлетворительно, так как его чувствительность на выходе меньше, чем на входе. Как видно из характеристик полевого транзистора (рис. 6-72), при малых напряжениях на стоке транзистор ведет себя как переменный резистор, управляемый напряжением на затворе. Выходной сигнал представляет собой однополярные импульсы, которые затем сглаживаются *RC*-фильтром. Такой фильтр ограничивает полосу пропускания до очень малых значений, как правило, значительно меньше 1 Гц.

Рис. 6-73. Два способа передачи высокочастотных сигналов в системе с прерывателем.

В системе, показанной на рис. 6-73, *б*, высокочастотные сигналы подаются непосредственно на инвертирующий вход основного усилителя. Выходное напряжение представляет собой суперпозицию сигналов, проходящих через дополнительный усилитель и затем через неинвертирующий и инвертирующий вход основного усилителя. Полный коэффициент передачи системы следовательно, равен

$A + AA_c$ или $A(1 + A_c)$, где A и A_c изменяются с частотой. В результате усложнения система приобретает следующие положительные качества: значительно уменьшается напряжение сдвига; на низких частотах система имеет большое усиление; достигается хорошая изоляция точки суммирования.

Все перечисленные преимущества имеют большое значение при интегрировании в течение длительного времени. Недостатком схемы является неизбежное наличие шумов. Основной составляющей этих шумов являются емкостные всплески напряжения, которые поступают в схему от входного ключа. Однако интегрирующее действие системы значительно ослабляет эти шумы, и при работе на низ-

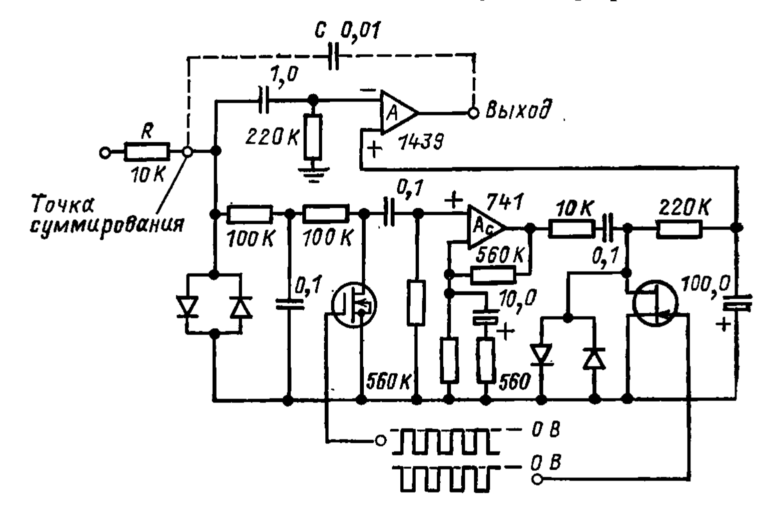


Рис. 6-74. Схема операционного усилителя с прерывателем. На низкой частоте коэффициент передачи равен -10^8, на частоте 1 кГц он равен $-2 \cdot 10^3$, сдвиг напряжения на входе 10 мкВ/°С, входной ток менее 10^{-9} А. Пунктирной линией показано присоединение интегрирующего конденсатора.

ких частотах их влияние устраняется почти полностью благодаря конденсатору, присоединенному параллельно резистору обратной связи R_2. Тем не менее, для того чтобы еще больше ограничить среднюю энергию всплесков напряжения, частоту переключения не следует выбирать выше 1 кГц.

Пример проектирования. Требуется рассчитать электронный интегратор с постоянной времени 10^{-4} с. При интегрировании в течение 1 с ошибка не должна превышать 1% максимального выходного сигнала, равного 10 В.

Выбор интегрирующего резистора и конденсатора. Желательно, чтобы емкость конденсатора была как можно больше, а сопротивление резистора R было минимальным (рис. 6-74). По причине ограничения тока сопротивление резистора R следует выбирать примерно 10 кОм. Выберем R = 10 кОм и C = 0,01 мкФ.

Коэффициент передачи. Заданное отклонение линейности составляет 1%, поэтому из формулы (6-38) получаем:

$$\frac{t}{2\,[CR\,(1+A)]} \leqslant \frac{1}{100}$$

или

$$A + 1 = 100/(2 \cdot 10^{-4}) = 0{,}5 \cdot 10^6.$$

Такое большое усиление, конечно, трудно получить с помощью одного операционного усилителя, однако его легко обеспечить, используя составную схему на рис. 6-73.

Ошибка, вносимая током смещения. Если для работы усилителя требуется ток смещения, который будет потребляться от конденсатора, то ток при выходном напряжении $u_{вых}$ равен:

$$i = C\,\frac{dU_{вых}}{dt}.$$

При заданной ошибке максимально допустимое изменение выходного напряжения, обусловленное током i, равно 0,1 В в 1 с, т. е. $dU_{вых}/dt$ = 0,1 В/с. Таким образом, максимальное значение тока i будет $0{,}1 \cdot 10^{-8} = 10^{-9}$ А. Такой ток значительно меньше тока смещения операционных усилителей общего назначения, но является вполне подходящим для усилителей с полевыми транзисторами на входе. Следует также заметить, что в системе на рис. 6-73,*б* ток смещения изолирован от точки суммирования.

Кроме того, необходимо рассмотреть ток, протекающий через резистор R = 10 кОм в результате действия напряжения сдвига:

$$i = U_{сдв.\,вх}/R \text{ или } U_{сдв.\,вх} = 10^{-9} \cdot 10^4 = 10^{-5}\ \text{В}.$$

В случае монолитных усилителей сдвиг входного напряжения может быть меньше этой величины, а в системах с прерывателем сдвиг входного напряжения приблизительно такой же.

Коэффициент передачи дополнительного усилителя. В случае использования стандартного усилителя с напряжением сдвига 4 мВ для того, чтобы снизить напряжение сдвига до заданного, дополнительный усилитель должен иметь коэффициент передачи порядка 10^3. Из графиков на рис. 6-32 для усилителя с последовательно-параллельной обратной связью с коэффициентом передачи 10^3 полоса пропускания получается равной 1 кГц. Это накладывает ограничение на частоту переключения, которая в данном случае должна быть около 200 Гц. Нижний предел частоты переключения будет составлять 10 Гц, а цепочка связи и элементы цепи смещения выбираются в соответствии с методикой, показанной на рис. 6-38.

Выходной фильтр дополнительного усилителя. Для уменьшения напряжения сдвига основного усилителя номинальное выходное напряжение дополнительного усилителя должно быть равно 4 мВ. Это напряжение имеет форму прямоугольных импульсов, как показано на рис. 6-71,*б*, а напряжение пилообразной формы на выходе фильтра $U = U_r t/(CR)$ или $U/U_r = t/(CR)$. Если пульсации составляют величину 10^{-4} от напряжения, то постоянная времени RC должна быть равна $10^4\,t$, где t — полупериод, т. е. 2,5 мс. Таким образом, постоянная времени фильтра $RC \approx 25$ с. Выберем следующие емкости и сопротивления фильтра: $C_ф$ = 100 мкФ и $R_ф$ = = 220 кОм.

Входной фильтр. Шумы усилителя можно уменьшить, если входной переключатель отделить от точки суммирования с помощью фильтра. Подходящим для этой цели является Т-образный фильтр, который позволяет избежать шунтирования точки суммирования и переключателя конденсатором фильтра.

Ограничительные диоды. Напряжения на выходе переключателя и в точке суммирования ограничиваются кремниевыми диодами на уровне ±0,5 В. Это позволяет уменьшить время установления при включении и после перегрузки.

Разделительная цепочка основного усилителя. Разделительный конденсатор на входе основного усилителя обеспечивает изоляцию тока смещения от точки суммирования. Частота сигнала при этом не является слишком критичной, а коэффициент усиления на низких частотах должен быть таким, чтобы основной усилитель мог эффективно работать при значительном уменьшении усиления дополнительного усилителя. При постоянной времени, равной 0,1 с, такое снижение усиления имеет место на частоте, которая на две декады выше частоты среза выходного фильтра. Если сделать сопротивления резисторов на инвертирующем и неинвертирующем входах равными, то можно выбрать $C = 1$ мкФ, а $R = 220$ кОм.

Окончательная схема показана на рис. 6-74. В заключение необходимо заметить, что усилитель с прерывателем инвертирует сигнал, как это показано на рис. 6-71.

6-10. ПРЕДУПРЕЖДЕНИЕ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ

В усилителе с отрицательной обратной связью сигнал, подаваемый с выхода по цепи обратной связи, вычитается из входного сигнала. Если он складывается с входным сигналом, то обратная связь становится положительной. Общее выражение для коэффициента передачи замкнутой системы с отрицательной обратной связью определяется выражением (6-23)

$$G = A/(1 + A\beta),$$

где коэффициент передачи разомкнутой системы $A\beta$ является фазовой величиной, которая имеет модуль и фазовый угол θ. Когда этот угол, как показано на рис. 6-75, равен 180°, обратная связь становится положительной, а не отрицательной. Если коэффициент передачи разомкнутой системы $A\beta = -1$, а $\theta = 180°$, то G становится равным бесконечности, т. е.

$$G = A/(1 + A\beta) = A/(1 - 1) = \infty.$$

В результате система переходит в режим генерирования синусоидальных колебаний даже при отсутствии входного сигнала. Если на частоте, где $\theta = -180°$, усиление больше единицы, то система будет генерировать в нелинейном режиме, т. е. колебания на выходе будут иметь несинусоидальную форму. Частота колебаний при этом близка к частоте при $\theta = -180°$.

На рис. 6-75 отрицательная обратная связь ограничена областью частот ниже второй точки излома характеристики (до 10^5 Гц) и коэффициентом передачи разомкнутого контура, равным примерно 100.

Если требуется иметь большой коэффициент передачи разомкнутого контура, как, например, в повторителе напряжения с единичным усилением, где типовое значение $A\beta = 10^5$, то следует изменить характеристику усилителя при разомкнутой обратной

связи таким образом, чтобы вторая точка излома находилась ниже линии единичного усиления. Многие операционные усилители имеют внутренние элементы такой компенсации, а в некоторых усилителях для этой цели требуется подключать дополнительные внешние элементы. Хотя последний способ и не вполне удобен, но иногда он

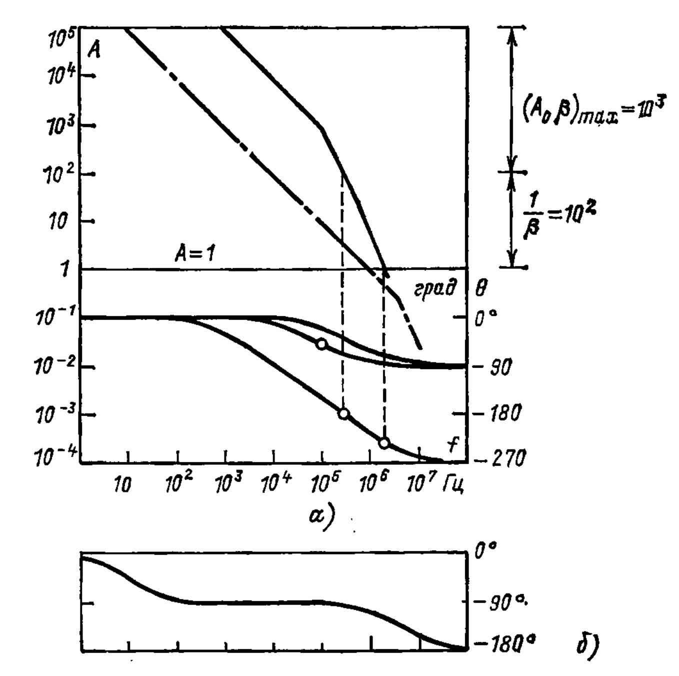


Рис. 6-75. Амплитудная и фазовая характеристики усилителя без компенсации (*а*) и фазовая характеристика усилителя с компенсацией (*б*). Максимальная величина $A\beta$ нескомпенсированного усилителя равна 10^3 без нарушения устойчивости при $\theta = -180°$, а при компенсации $A\beta$ возрастает до 10^5 при $\beta = 1$.

позволяет получить более широкую полосу пропускания, так как параметры компенсирующих элементов выбираются для вполне определенного конкретного случая. В системе, характеристики которой изображены на рис. 6-75, можно получить коэффициент усиления разомкнутого контура около 1000 и полосу пропускания 10^5 Гц при отсутствии компенсации. В этой же системе, если усилитель имеет внутреннюю компенсацию, полоса пропускания уменьшается до 10^3 Гц.

6-11. АКТИВНЫЕ РЕЗИСТОРНО-ЕМКОСТНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Фильтры первого порядка. Схемы фильтров первого порядка нетрудно построить на базе операционного усилителя. Например, в схеме фильтра на рис. 6-76, *а*, которая имеет коэффициент передачи,

равный единице, кроме усилителя требуются всего лишь два элемента. При этом

$$\frac{u_{вых}}{u_1}(s)=\frac{1}{1+s/\omega_0}, \qquad (6\text{-}44)$$

где $\omega_0 = 1/(CR)$.

Подставляя $s = j\omega$, будем иметь:

$$\frac{u_{вых}}{u_1}(j\omega)=\frac{1}{1+j\omega/\omega_0}. \qquad (6\text{-}45)$$

В схемах на рис. 6-76, *в* и *г* коэффициент обратной связи β меньше единицы, поэтому они обеспечивают усиление напряжения.

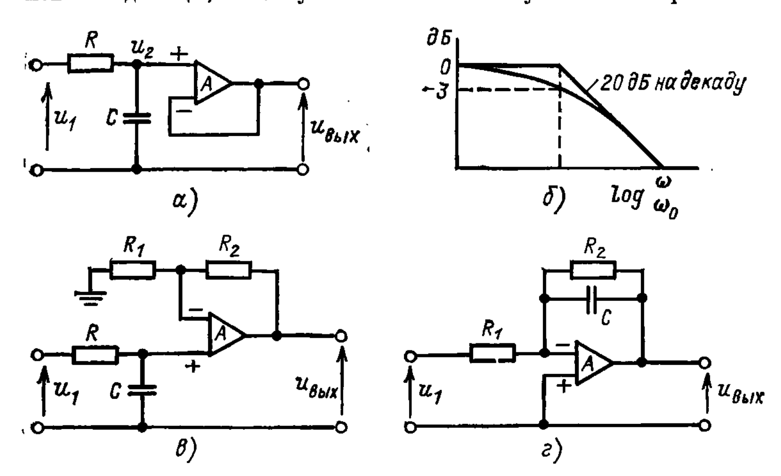


Рис. 6-76. Схемы фильтров нижних частот первого порядка.

а — простая схема фильтра с буферным повторителем напряжения; *б* — характеристики фильтра нижних частот первого порядка; *в* — схема фильтра нижних частот, обеспечивающая усиление напряжения; *г* — схема фильтра с усилением и инвертированием сигнала.

Выходное напряжение в схеме на рис. 6-76,*в* можно записать в виде

$$u_{вых}=\frac{R_1+R_2}{R_1}\,\frac{1}{1+sCR}\,u_1=\frac{1}{\beta}\,\frac{1}{1+s/\omega_0}\,u_1;$$

аналогично для схемы на рис. 6-76,*г*

$$u_{вых}=-\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{1+sCR_2}\,u_1=-\frac{\alpha}{\beta}\,\frac{1}{1+s/\omega_0}\,u_1.$$

Рассмотренные фильтры являются системами первого порядка, так как они описываются выражениями, в знаменателе которых член s имеет первую степень. Схемы на рис. 6-76, *а* и *в* легко преобразовать в фильтры верхних частот простой переменой местами R и C, а в схеме на рис. 6-76,*г* такое преобразование будет более сложным.

Фильтры второго порядка. Ток, протекающий в последовательной LCR-схеме (рис. 6-77), можно выразить в виде

$$i=\frac{u}{sL+1/(sC)+R}=\frac{sC}{s^2LC+sCR+1}\,u. \qquad (6\text{-}46)$$

Вводя обозначения $\omega_0^2 = 1/(LC)$ и $Q = \omega_0 L/R = 1/(\omega_0 CR)$, получим:

$$i=\frac{sC}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+\left(\frac{s}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}+1}\,u, \qquad (6\text{-}47)$$

Напряжение на конденсаторе равно:

$$u_C=\frac{i}{sC}=\frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+\left(\frac{s}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}+1}\,u. \qquad (6\text{-}48)$$

Аналогично можно выразить напряжения на резисторе и катушке:

$$u_R=Ri=\frac{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+\left(\frac{s}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}+1}\,u; \qquad (6\text{-}49)$$

$$u_L=sLi=\frac{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+\left(\frac{s}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}+1}\,u. \qquad (6\text{-}50)$$

Подставляя в три последние выражения $s = j\omega$, получаем:

$$\frac{u_C}{u}=\frac{1}{-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2+j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}+1} \qquad (6\text{-}51)$$

или

$$\frac{u_C}{u}=\frac{1}{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]+j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}}; \qquad (6\text{-}52)$$

$$\frac{u_R}{u}=\frac{j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}}{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]+j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}}; \qquad (6\text{-}53)$$

$$\frac{u_L}{u}=\frac{-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]+j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}}. \qquad (6\text{-}54)$$

Знаменатели трех последних выражений одинаковы, а различаются только выражениями в числителе. По существу эти характеристики сдвинуты относительно друг друга на 90°, благодаря наличию членов j и j^2. Основной характеристикой является напряжение на конденсаторе, которая представляет собой характеристику фильтра нижних частот (рис. 6-78,*а*). Если эту характеристику умножить на $j\omega/\omega_0$ и масштабный коэффициент, то получим характеристику полосового фильтра (рис. 6-78, *б*). Масштабный коэффициент $1/(\omega_0 Q)$ обеспечивает равенство характеристики единице на резонансной частоте. Дальнейшее умножение на $j\omega/\omega_0$ позволяет получить характеристику фильтра верхних частот (рис. 6-78,*в*).

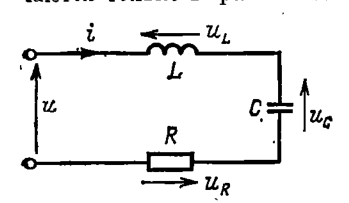


Рис. 6-77. Последовательная *RLC*-схема.

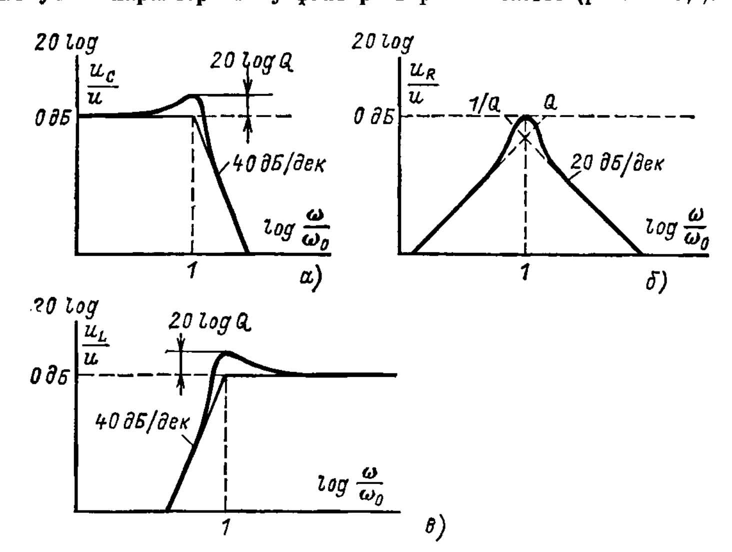


Рис. 6-78. Основные характеристики фильтров второго порядка.

Резистивно-емкостная схема второго порядка. Для схемы на рис. 6-79, *а* уравнения токов, вытекающих из узлов *2* и *3*, можно записать в виде

$$-Y_1u_1+(Y_1+Y_2+Y_3)\,u_2-Y_3u_3=0;$$
$$-Y_3u_2+(Y_3+Y_4)\,u_3=0.$$

Исключив u_2 и обозначив $u_3=u_{\text{вых}}$, получим:

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_1}=\frac{Y_1Y_3}{Y_1Y_3+Y_1Y_4+Y_2Y_3+Y_2Y_4+Y_3Y_4}. \qquad (6\text{-}55)$$

Если это выражение является характеристикой фильтра нижних частот, то член в числителе должен быть независимым от частоты, т. е. Y_1 и Y_3 должны представлять собой сопротивления. В знаменателе имеется только одно произведение, не содержащее Y_1 в Y_3, это Y_2Y_4. Отсюда следует, для того чтобы в знаменателе имелся член, содержащий s^2, Y_2 и Y_4 должны быть конденсаторами.

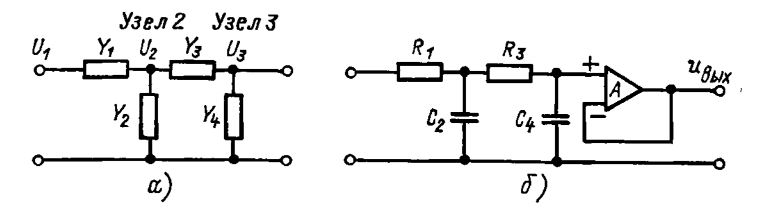


Рис. 6-79. Общая схема пассивного фильтра (*а*) и схема *RC*-фильтра второго порядка с буферным повторителем (*б*).

Подставляя в (6-55) $Y_1=1/R_1$, $Y_3=1/R_3$, $Y_2=sC_2$ и $Y_4=sC_4$, после преобразований получим:

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_1}=\frac{1}{s^2C_2C_4R_1R_3+s\,(C_2R_1+C_4R_1+C_4R_3)+1}=$$
$$=\frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+\frac{C_2R_1+C_4R_1+C_4R_3}{\sqrt{C_2C_4R_1R_3}}\left(\frac{s}{\omega_0}\right)+1}, \qquad (6\text{-}56)$$

где

$$\omega_0^2=\frac{1}{C_2C_4R_1R_3},$$

а эквивалент добротности Q равен:

$$Q_{\text{экв}}=\frac{1}{\omega_0\,(C_2R_1+C_4R_1+C_4R_3)}.$$

Величина Q ограничена пределом, который нетрудно найти. Если $R_1=R_3$ и $C_2=C_4$, то $Q=1/3$. Для получения максимально равномерной без выбросов характеристики (рис. 6-78,*а*), а такая форма характеристики наиболее желательна, эквивалентная величина Q должна быть равна 0,707. Незначительное изменение схемы на рис. 6-79, *б* позволяет получить систему, как на рис. 6-80, которая значительно легче в проектировании.

Активный фильтр второго порядка. Токи, вытекающие из узлов u_2 и $u_{\text{вых}}=u_3$, можно выразить соотношениями:

$$-Y_1u_1+(Y_1+Y_2+Y_3)\,u_2-(Y_2+Y_3)\,u_{\text{вых}}=0;$$
$$-Y_3u_2+(Y_3+Y_4)\,u_{\text{вых}}=0.$$

Исключив напряжение u_2, можно получить

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_1}=\frac{Y_1Y_3}{Y_1Y_3+Y_1Y_4+Y_2Y_4+Y_3Y_4}. \qquad (6\text{-}57)$$

Знаменатель в этом выражении содержит на одно произведение меньше, чем знаменатель в уравнении пассивной схемы (6-55). Это обстоятельство обеспечивает большую свободу в выборе элементов схемы.

Пример проектирования. Требуется рассчитать схему фильтра нижних частот с полосой 100 рад/с (15,9 Гц), обладающего максимально равномерной характеристикой.

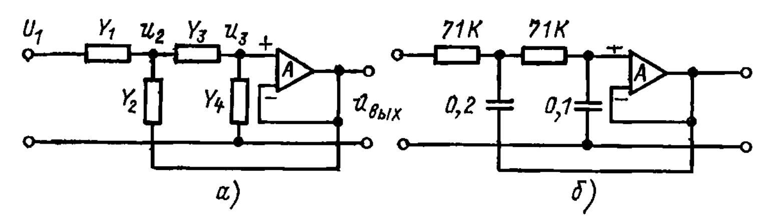


Рис. 6-80. Общая схема активного фильтра с обратной связью, в которой используется повторитель напряжения (*а*) и схема фильтра нижних частот (*б*).

Последнее требование означает, что $Q = 0{,}707$, а в уравнении (6-48) коэффициент при члене s/ω_0 должен быть равен 1,414.

Если сравнить стандартную форму характеристики

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_1} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q} + 1}$$

с уравнением (6-57), то можно сделать вывод, что произведение Y_1Y_3 должно быть резистивным, а Y_2Y_4 на рис. 6-80 — емкостным. С учетом этого можно записать:

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_1} = \frac{\frac{1}{R_1R_3}}{\frac{1}{R_1R_3} + \frac{sC_4}{R_1} + s^2C_2C_4 + \frac{sC_4}{R_3}} = \frac{1}{s^2R_1R_3C_2C_4 + s\,(C_4R_1 + C_4R_3) + 1} =$$

$$= \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)(C_4R_1 + C_4R_3)\,\omega_0 + 1}. \qquad (6\text{-}58)$$

Сравнивая коэффициенты, получаем

$$\frac{1}{Q} = C_4\,(R_1 + R_3)\,\omega_0 \quad \text{и} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_3C_2C_4}}.$$

Принимаем $C_4 = 0{,}1$ мкФ, тогда

$$R_1 + R_3 = \frac{1}{QC_4\omega_0} = \frac{1{,}414}{10^{-7}\cdot 10^2} = 141{,}4 \text{ кОм}.$$

Полагая $R_1 = R_3 = 70{,}7$ кОм, находим:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2R_1R_3C_4} = \frac{1}{10^4\cdot 70{,}7^2\cdot 10^6\cdot 10^{-7}} = 0{,}2 \text{ мкФ}.$$

Окончательная схема фильтра показана на рис. 6-80,*б*. В качестве повторителя напряжения в этой схеме можно использовать операционный усилитель типа 741.

Пример проектирования. Требуется рассчитать схему фильтра верхних частот с максимально равномерной характеристикой и нижней границей полосы пропускания 100 рад/с (15,9 Гц).

Рис. 6-81. Схема фильтра верхних частот с максимально равномерной характеристикой и нижней границей полосы 100 рад/с (15,9 Гц).

Член s^2 в числителе характеристики фильтра верхних частот получается при условии, что Y_1 и Y_3 в схеме на рис. 6-80, *а* являются конденсаторами. Схема фильтра показана на рис. 6-81. Выполняя соответствующие подстановки в выражении (6-55), получаем:

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_1} = \frac{s^2C_1C_3}{s^2C_1C_3 + \frac{sC_1}{R_4} + \frac{sC_3}{R_4} + \frac{1}{R_2R_4}} =$$

$$= \frac{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)\omega_0\,(C_1R_2 + C_3R_2) + 1}. \qquad (6\text{-}59)$$

Путем сравнения коэффициентов, как и в предыдущем случае получаем:

$$1/Q = R_2\,(C_1 + C_3)\,\omega_0,$$

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1C_3R_2R_4}}$.

Полагая $C_1 = C_3 = 0{,}5$ мкФ, находим:

$$R_2 = \frac{1{,}414}{10^{-6}\cdot 10^2} = 14{,}14 \text{ кОм}.$$

Операционный усилитель лучше всего работает, если сопротивления резисторов находятся в диапазоне от 10 до 100 кОм. Тогда

$$R_4 = \frac{1}{\omega_0^2C_1C_3R_2} = \frac{1}{10^4\cdot 0{,}5^2\cdot 10^{-12}\cdot 14{,}14\cdot 10^3} = 28{,}3 \text{ кОм}.$$

Фильтры более высоких порядков. Комбинации фильтров первого и второго порядков дают возможность строить системы любого порядка. Например, на рис. 6-82 показана схема фильтра третьего порядка, в составе которой имеются фильтры первого и второго порядков. Соответствующие коэффициенты в знаменателе характеристики, представляющие эквивалентную величину $1/Q$, приведены в табл. 6-3.

Каскадное соединение фильтров верхних и нижних частот с перекрытием их полос позволяет получить характеристику полосо-

Таблица 6-3

Полиномы, определяющие максимально равномерные характеристики фильтров

Порядок фильтра	Полином
Первый	$\left(\frac{s}{\omega_0}\right)+1$
Второй	$\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+1{,}414\left(\frac{s}{\omega_0}\right)+1$
Третий	$\left[\left(\frac{s}{\omega_0}\right)+1\right]\left[\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+\left(\frac{s}{\omega_0}\right)+1\right]$
Четвертый	$\left[\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+0{,}765\left(\frac{s}{\omega_0}\right)+1\right]\left[\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+1{,}848\left(\frac{s}{\omega_0}\right)+1\right]$

вого фильтра с полосой $\omega_н - \omega_в$ ($\omega_в < \omega_н$) (рис. 6-83, *а*). На рис. 6-83,*б* показано, каким образом можно сформировать характеристику полосового заградительного фильтра с полосой непрозрачности $\omega_в - \omega_н$ ($\omega_в > \omega_н$).

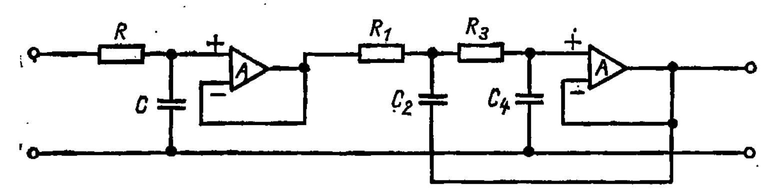


Рис. 6-82. Схема фильтра нижних частот третьего порядка.

Полосовые фильтры с многоконтурной обратной связью. Один из фильтров любого типа, описанных в § 6-11, сам по себе не может обеспечить характеристику, показанную на рис. 6-78,*б*. Однако при добавлении одного или нескольких пассивных элементов можно получить схему, которая при соответствующем выборе параметров элементов будет работать как фильтр второго порядка (рис. 6-84).

Из схемы на рис. 6-84, *а*, суммируя токи, вытекающие из узла *2*, и приравнивая выражение нулю, можно записать:

$$-Y_1u_1+(Y_1+Y_2+Y_3+Y_4)\,u_2-Y_2u_{вых}=0.$$

Аналогичным образом можно записать выражение для токов в узле *3*, но с учетом того, что на входе усилителя имеет место «кажущаяся земля» и $u_3=0$:

$$-Y_4u_2-Y_5u_{вых}=0.$$

Используя последнее уравнение для исключения u_2, получим:

$$u_{вых}\left[Y_2+\frac{Y_5}{Y_4}(Y_1+Y_2+Y_3+Y_4)\right]=-Y_1u_1,$$

или после преобразований:

$$u_{вых}=\frac{Y_1Y_4}{Y_2Y_4+Y_5(Y_1+Y_2+Y_3+Y_4)}\,u_1. \qquad (6\text{-}60)$$

Используя уравнение (6-49), характеристику полосового фильтра можно записать в следующем виде:

$$\frac{u_{вых}}{u_1}=\frac{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+\left(\frac{s}{\omega_0}\right)\frac{1}{Q}+1}.$$

Для того чтобы в числителе выражения (6-60) содержался член s в первой степени, либо Y_1, либо Y_4 должны иметь емкостный характер. Если Y_2 и Y_4 являются емкостями, то произведение Y_2Y_4 обеспечит в знаменателе наличие члена, содержащего s^2. Выполняя соответствующие подстановки в (6-60), получаем:

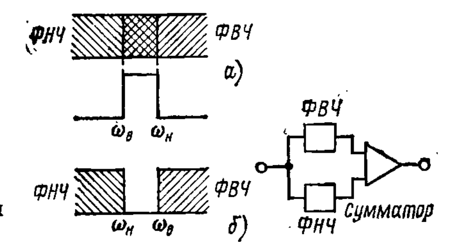


Рис. 6-83. Характеристики полосовых фильтров.

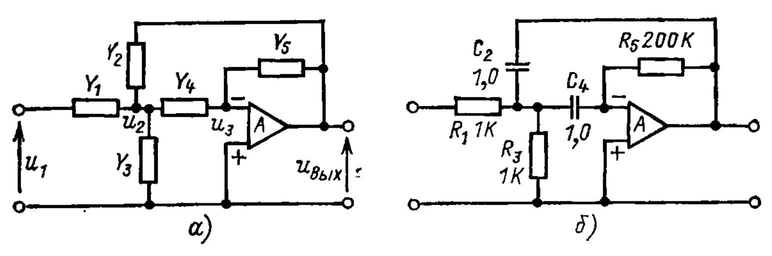


Рис. 6-84. Полосовой фильтр с двумя контурами обратной связи.

$$\frac{u_{вых}}{u_1}=-\frac{sC_4/R_1}{s^2C_2C_4+s\left(\frac{C_2+C_4}{R_5}\right)+\frac{1}{R_1R_5}+\frac{1}{R_3R_5}}=$$

$$=\frac{sC_4R_5R/R_1}{s^2C_2C_4R_5R+s\,(C_2+C_4)\,R+1}, \qquad (6\text{-}61)$$

где R представляет собой эквивалентное сопротивление параллельно соединенных резисторов R_1 и R_3. Приводя коэффициенты к стандартному виду, получаем:

$$C_2C_4R_5R = 1/\omega_0^2; \qquad (6\text{-}62)$$

$$(C_2 + C_4)\,R = 1/(\omega_0 Q); \qquad (6\text{-}63)$$

$$C_4R_5R/R_1 = A_0/(\omega_0 Q). \qquad (6\text{-}64)$$

Таким образом, имеется три независимых уравнения с пятью неизвестными. Коэффициенты в числителе и знаменателе при членах, содержащих s в первой степени, не равны, а их отношение определяет коэффициент усиления на центральной частоте ω_0.

Пример проектирования. Требуется рассчитать полосовой фильтр второго порядка с центральной частотой 100 рад/с (15,9 Гц) и полосой пропускания 10 рад/с (1,59 Гц). Коэффициент усиления на центральной частоте должен быть равен 20.

Имеются пять неизвестных и лишь три уравнения, поэтому величины двух элементов необходимо выбрать произвольно. Положим $C_2 = C_4 = 1$ мкФ, тогда

$$R_5 = \frac{1}{\omega_0^2 C_2 C_4 R} = \frac{1}{10^4 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^2} = 200 \text{ кОм};$$

$$R = \frac{1}{\omega_0 Q\,(C_2 + C_4)} = \frac{1}{10^2 \cdot 10 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 500 \text{ Ом};$$

$$R_1 = \frac{\omega_0 Q C_4 R_5 R}{A_0} = \frac{10^2 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^5 \cdot 5 \cdot 10^2}{20} = 1 \text{ кОм}.$$

$$R_3 = R_1R/(R_1 - R) = 1 \text{ кОм}.$$

Схема спроектированного фильтра показана на рис. 6-84, *б*.

Глава седьмая

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Самым удобным источником питания для электронных устройств является электрическая сеть. По сравнению с батареями сухих элементов или аккумуляторов питание от сети обходится дешевле и обеспечивает постоянство напряжения. Недостатком его является неизбежное присутствие помех на основной частоте напряжения сети. Преобразование переменного напряжения в постоянное удобнее выполнять с помощью полупроводниковых диодов, которые имеют небольшое прямое сопротивление и не требуют дополнительной энергии для накала, как это имеет место в электронных лампах. Поэтому полупроводниковые диоды можно использовать в тех случаях, когда имеются трудности в снабжении электроэнергией.

7-1. ОДНОПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

В схеме выпрямителя на рис. 7-1 диод находится в открытом состоянии в течение одного полупериода переменного напряжения и среднее значение его, т. е. постоянная составляющая выходного

напряжения, равно U_R/π. Напряжение, приложенное к диоду во время отрицательной полуволны, является обратным, и если оно превысит допустимое обратное напряжение данного диода, может произойти пробой. Максимально допустимое обратное напряжение находится в пределах от нескольких вольт для низковольтных диодов до нескольких киловольт для высоковольтных.

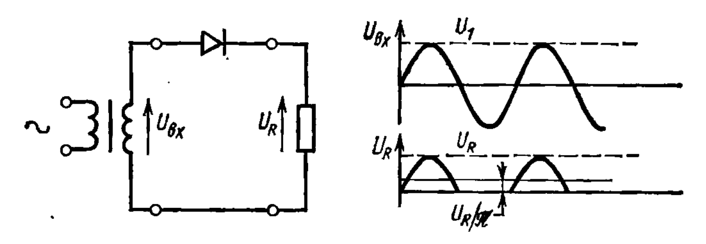


Рис. 7-1. Схема однополупериодного выпрямителя.

7-2. ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

Для увеличения среднего значения выходного напряжения от U_R/π до $2U_R/\pi$ можно использовать схему двухполупериодного выпрямителя с двумя диодами. В этой схеме один диод находится в открытом состоянии в течение положительной полуволны переменного напряжения, а второй — в течение отрицательной полуволны. Для такой схемы требуется трансформатор с центральным отводом во вторичной обмотке, как показано на рис. 7-2.

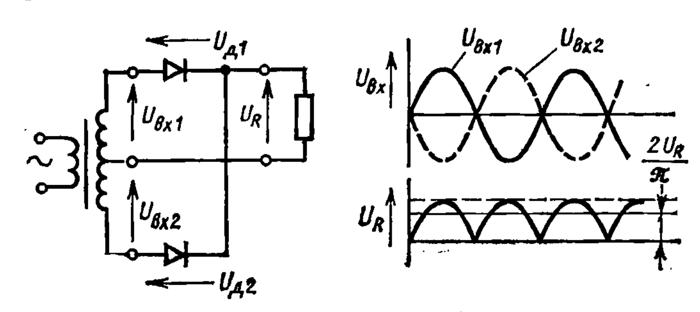


Рис. 7-2. Схема двухполупериодного выпрямителя.

Двухполупериодное выпрямление можно получить и без центрального отвода во вторичной обмотке трансформатора путем использования мостиковой схемы на рис. 7-3. Применять ламповые диоды в мостиковой схеме не совсем удобно. Более подходящими являются полупроводниковые диоды, так как они не потребляют энергии для накала и имеют небольшие физические размеры.

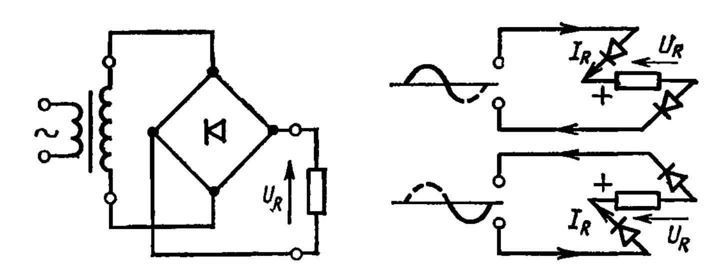


Рис. 7-3. Мостиковая схема выпрямителя. (Справа показано, каким образом работают пары диодов в течение положительного и отрицательного полупериодов напряжения).

7-3. ВЛИЯНИЕ ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКИ

В выпрямителе на рис. 7-4 конденсатор заряжается в то время, когда входное напряжение $u_{вх}$ превышает напряжение на сопротивлении нагрузки u_R, а в течение остальной части периода конденсатор

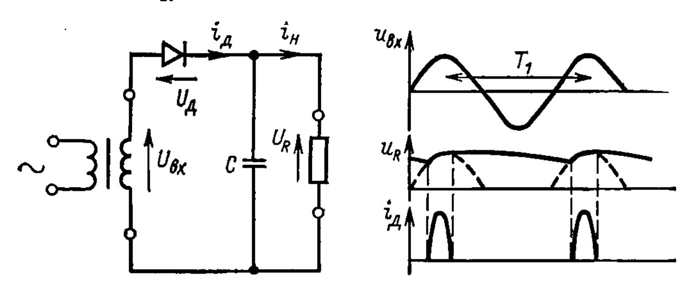


Рис. 7-4. Влияние емкостной нагрузки на выходное напряжение выпрямителя.

разряжается, отдавая в нагрузку ток $i_и$. Если постоянная времени RC значительно больше периода колебаний входного напряжения T_1, то за время периода выходное напряжение не будет сильно изменяться. Необходимо иметь в виду, что пиковое значение тока, протекающего через диод, может во много раз превышать ток нагрузки.

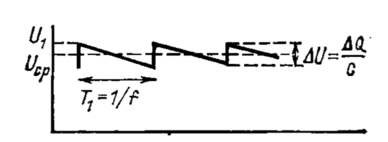


Рис. 7-5. Аппроксимированная форма пульсаций выходного напряжения при $RC \gg T$.

Пульсации выходного напряжения. В течение периода напряжение на выходе не остается постоянным. Его изменения представляют собой пульсации выходного напряжения. Если постоянная времени RC значительно больше периода колебаний входного напряжения $T_1 = 1/f$ и, следовательно, ток через диод протекает лишь в течение небольшого интервала времени, тогда пульсации выходного напряжения можно аппроксимировать кривой пилообразной формы, показанной на рис. 7-5.

Изменение заряда на конденсаторе можно записать в виде

$$\Delta Q = \Delta U C = I_н T_1,$$

где $I_и$ — среднее значение тока в нагрузке.

Таким образом, если $I_н = U_{cp}/R$, то

$$\Delta U = I_н T_1/C = U_{cp} T_1/(CR). \quad (7\text{-}1)$$

Поскольку $U_{cp} \approx U_1$, среднее значение выходного напряжения равно:

$$U_{cp} = U_1 - U_{cp} T_1/(2RC) \approx U_1 (1 - T_1/(2RC)).$$

следовательно,

$$U_{cp} = U_1 (1 - 1/(2fRC)). \quad (7\text{-}2)$$

В схеме двухполупериодного выпрямителя частота пульсаций в 2 раза выше основной частоты, т. е. $T_2 = 1/(2f)$. При этом двойная амплитуда напряжения пульсаций равна:

$$\Delta U = U_1/(2fRC). \quad (7\text{-}3)$$

Например, двухполупериодный выпрямитель питается от сети, частота которой $f = 50$ Гц, а амплитудное значение напряжения $U_1 = 100$ В. Если $C = 1000$ мкФ, а ток в нагрузке $I_и = 10$ мА, тогда

$$\Delta U = \frac{U_1}{2fRC} = \frac{100}{2 \cdot 50 \cdot 10^4 \cdot 10^{-4}} = 1 \text{ В}$$

или в процентах $\frac{\Delta U}{U_1} \cdot 100 = 1\%$.

Выходной фильтр для уменьшения пульсаций. Пульсации напряжения можно снизить путем применения фильтра нижних частот, который в простейшем случае представляет собой последовательный резистор и параллельный конденсатор (рис. 7-6). Подобная цепочка является делителем напряжения, в котором выходное напряжение снимается с конденсатора. Емкость конденсатора выбирается таким образом, чтобы его реактивное сопротивление было значительно меньше по сравнению с R.

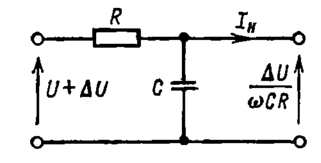


Рис. 7-6. Уменьшение пульсаций выходного напряжения RC-фильтром.

Недостаток RC-фильтра состоит в том, что ток нагрузки протекает через резистор R, благодаря чему увеличивается внутреннее сопротивление источника питания. В результате при увеличении тока нагрузки происходит уменьшение выходного напряжения. Для RC сглаживающего фильтра коэффициент подавления пульсаций равен:

$$\gamma = 1/(\omega CR). \quad (7\text{-}4)$$

7-4. *LC* СГЛАЖИВАЮЩИЙ ФИЛЬТР

Если в схеме *RC*-фильтра резистор заменить катушкой, как показано на рис. 7-7, то фильтр будет обладать двумя положительными качествами. Во-первых, падение выходного постоянного напряжения в значительной степени уменьшится, так как катушка имеет малое омическое сопротивление. Во-вторых, реактивное сопротивление катушки пропорционально частоте, поэтому если на входе фильтра напряжение пульсаций равно ΔU, то на его выходе оно уменьшается до величины $\Delta U/(\omega_п^2 LC)$, где $\omega_п$ — частота пульсаций. Коэффициент подавления пульсаций для *LC* сглаживающего фильтра равен:

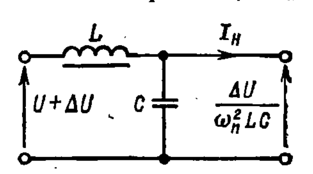


Рис. 7-7. Схема *LC* сглаживающего фильтра.

$$\gamma = 1/(\omega_п^2 LC). \quad (7\text{-}5)$$

Если для предыдущего примера требуется уменьшить напряжение пульсаций до 0,1%, то

$$\omega_п^2 LC = 10 \quad \text{или} \quad L = 10/(\omega_п^2 C).$$

Следовательно, при частоте пульсаций 100 Гц и C = 10 мкФ L = 2,5 Гн.

7-5. ФИЛЬТР С ДРОССЕЛЕМ НА ВХОДЕ

Когда схему фильтра на рис. 7-7 используют с двухполупериодным выпрямителем (см. рис. 7-2), то этот фильтр имеет на входе катушку или дроссель. Такой фильтр пропускает постоянную составляющую выходного напряжения выпрямителя и задерживает пульсации.

Выходное напряжение выпрямителя можно разложить в ряд Фурье:

$$u = \frac{4U_1}{\pi}\left(\frac{1}{2} + \frac{\cos 2\omega t}{3} - \frac{\cos 4\omega t}{15} + \ldots\right), \quad (7\text{-}6)$$

где $\omega = 2\pi f$ — частота напряжения питания.

Среднее значение, или постоянная составляющая выходного напряжения, равно $2U_1/\pi = 0{,}64U_1$. Составляющая пульсаций с наименьшей частотой имеет амплитуду $4U_1/(3\pi)$, ее частота в 2 раза выше частоты питающего напряжения. Эта составляющая является основной в спектре пульсаций.

Ток, протекающий через нагрузку, определяется соотношением

$$I_R = U_R/R = 2U_1/(\pi R). \quad (7\text{-}7)$$

Если предположить, что на частоте пульсаций конденсатор имеет малое сопротивление, то основная составляющая тока на частоте пульсаций будет равна:

$$I_C = 4U_1/(3\pi 2\omega L). \quad (7\text{-}8)$$

Приведенный анализ справедлив только в том случае, если ток нагрузки I_R всегда больше тока I_C, т. е. в любой момент времени либо один, либо другой диод находится в открытом состоянии, и ток и напряжение имеют форму, показанную на рис. 7-8.

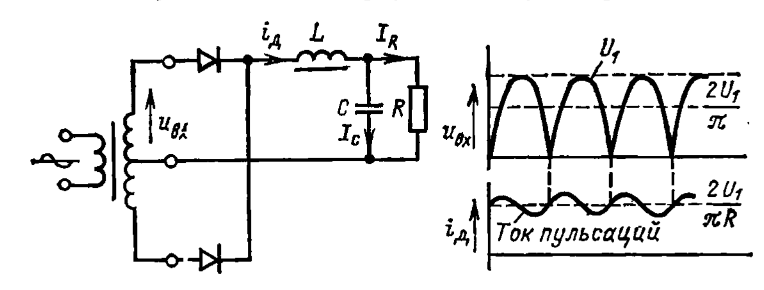


Рис. 7-8. Схема двухполупериодного выпрямителя с *LC*-фильтром.

Из уравнения (7-8) напряжение пульсаций на выходе можно записать в виде

$$\frac{I_C}{2\omega C} = \frac{U_1}{3\pi\omega^2 LC} \approx \frac{0{,}1U_1}{\omega^2 LC}. \quad (7\text{-}9)$$

Таким образом, в отличие от схемы с конденсатором на выходе, показанной на рис. 7-4, в данном случае амплитуда пульсаций не зависит от тока нагрузки. Например, при f = 50 Гц, L = 2,5 Г, C = 100 мкФ и U_1 = 100 В удвоенная амплитуда пульсаций выходного напряжения составляет 0,8 В и выполняется условие для минимального тока нагрузки $I_R \geq I_C$. Таким образом, для определения максимального сопротивления R приравняем правые части формул (7-7) и (7-8): $2U_1/(\pi R) = 4U_1/(3\pi \cdot 2\omega L)$, откуда находим $R = 3\omega L$ = 2,4 кОм. Если сопротивление R окажется больше полученного значения, то индуктивность будет не способна запасти достаточную энергию, необходимую для того, чтобы в любой момент времени один из диодов находился в открытом состоянии.

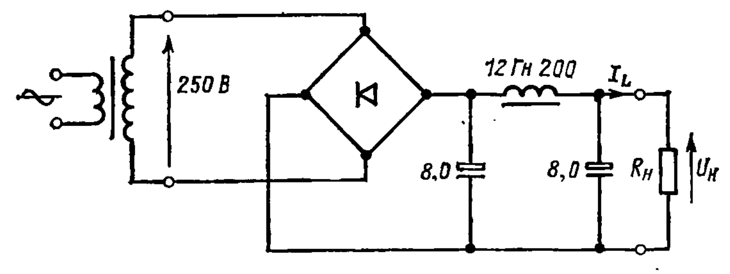


Рис. 7-9. Схема двухполупериодного выпрямителя и фильтра с емкостью на входе.

В общем случае фильтры с катушкой на входе обеспечивают хорошую стабилизацию выходного напряжения и потребляют небольшие пиковые токи от выпрямителя, но они позволяют получить сравнительно невысокие выходные напряжения. Добавление еще одного конденсатора позволяет получить схему фильтра с емкостью на входе (рис. 7-9). Такие фильтры обеспечивают более высокое выходное напряжение, но при худшей стабилизации, а также потребляют большие пиковые токи. Фильтры с конденсатором на входе, как правило, применяют в тех случаях, когда нагрузка сравнительно постоянна, как, например, в радиоприемниках. Сравнительные характеристики фильтров двух рассмотренных типов приведены на графиках на рис. 7-10 (*А* — фильтр с емкостным входом, *Б* — фильтр с индуктивным входом). Из графиков видно, что при отсутствии нагрузки выходные напряжения у обоих фильтров одинаковы, а при увеличении тока нагрузки при использовании фильтра с катушкой на входе выходное напряжение быстро падает до значения, соответствующего максимальному сопротивлению нагрузки 15 кОм, и далее остается приблизительно постоянным.

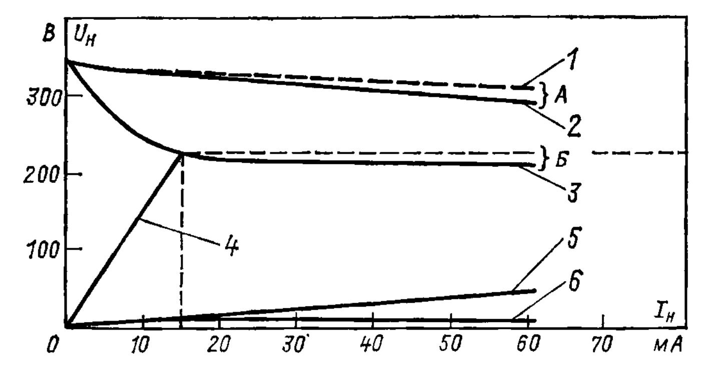


Рис. 7-10. Сравнение характеристик фильтров.

1 — фильтр в виде одного конденсатора; *2* — *LC*-фильтр; *3* — падение постоянного напряжения на дросселе; *4* — максимальное сопротивление нагрузки 15 кОм; *5* — величина пульсаций на нагрузке с фильтром в виде одного конденсатора; *6* — величина пульсаций на нагрузке с фильтром *LC*.

7-6. УМНОЖИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Два однополупериодных выпрямителя (рис. 7-4) можно использовать для работы от одной и той же вторичной обмотки трансформатора. Если диоды включены в противоположных направлениях, как показано на рис. 7-11, то два выходных напряжения постоянного тока суммируются, образуя в результате выходное напряжение, приближающееся к двойной амплитуде входного напряжения.

Еще одна схема умножителя напряжения представлена на рис. 7-12. Эта схема имеет общую точку между входом и выходом, что может оказаться полезным в некоторых случаях на практике. В течение отрицательного полупериода входного напряжения конденсатор C_1 заряжается через диод $Д_1$ до напряжения, равного амплитуде U_1. Во время положительного полупериода диод $Д_1$ находится в закрытом состоянии, а напряжение на аноде диода $Д_2$ возрастает до напряжения, равного двойной амплитуде U_1. После нескольких периодов конденсатор C_2 оказывается заряженным до напряжения $2U_1$. По такой схеме можно соединить несколько каскадов, что позволяет от низковольтного источника получать весьма высокие напряжения. В схеме, изображенной на рис. 7-13, конденсатор C_3 через диод $Д_3$ заряжается до напряжения U_{C2}, которое затем возрастает до $2U_1$ благодаря заряду на конденсаторе C_1. Напряжение на конденсаторе C_3 заряжает конденсатор C_4 через диод $Д_4$. Аналогичным образом конденсатор C_5 через диод $Д_5$ заряжается до напряжения на C_4, которое затем возрастает до $2U_1$ благодаря заряду конденсатора C_3. Таким образом, каждый

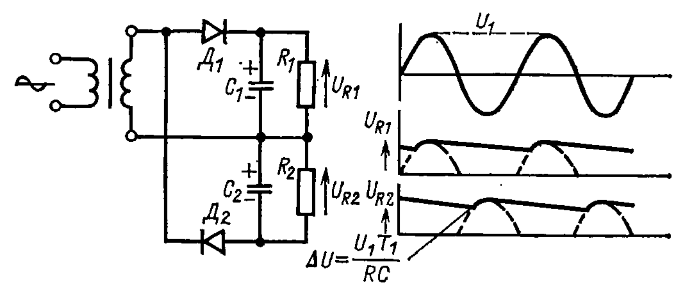


Рис. 7-11. Схема удвоения напряжения.

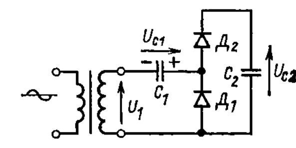


Рис. 7-12. Другой вид схемы удвоения напряжения.

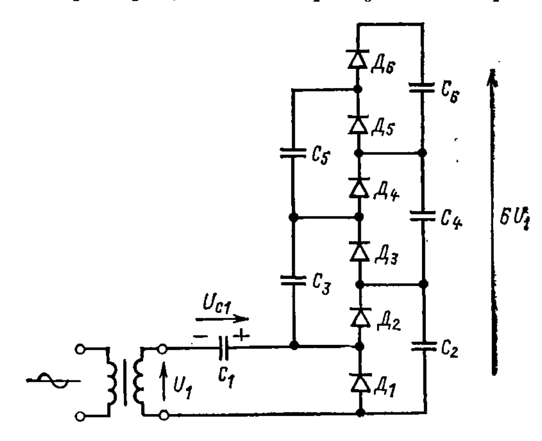


Рис. 7-13. Схема умножителя напряжения.

из выходных конденсаторов оказывается заряженным до напряжения $2U_1$, в результате чего выходное напряжение такой схемы оказывается в 6 раз больше амплитуды входного напряжения.

7-7. СТАБИЛИЗАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Выходное напряжение рассмотренных источников питания определяется двумя основными факторами: напряжением сети и током нагрузки. Изменение любого из этих факторов приводит к изменению выходного напряжения. Чтобы сделать выходное напряжение в какой-то степени нечувствительным к изменениям напряжения питания и тока нагрузки, необходимо предпринять меры по стабилизации напряжения.

Газоразрядные стабилизаторы [44]. Простейшим способом стабилизации выходного напряжения является использование постоянства напряжения на газоразрядной лампе (рис. 7-14).

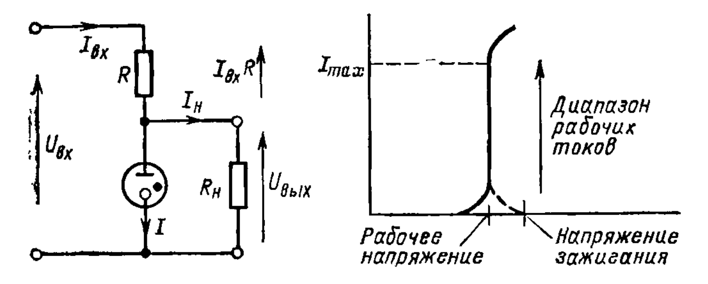


Рис. 7-14. Применение газоразрядной лампы для стабилизации напряжения.

Пример проектирования 7-1. Требуется получить номинальное напряжение питания 100 В при токе в нагрузке 25 мА. Питание осуществляется от источника с напряжением 200 В.

Для заданных условий можно использовать газоразрядную лампу типа 108С1 (число 108 показывает рабочее напряжение). Рабочие токи лампы в указанном диапазоне составляют от 5 до 30 мА, а напряжение зажигания равно 140 В. С учетом возможных изменений тока нагрузки желательно, чтобы лампа работала в середине диапазона ее рабочих токов. Положим, что ток через газоразрядную лампу $I_л$ равен 20 мА. Тогда из схемы на рис. 7-14 можно найти входной ток

$$I_{вх}=I_л+I_н=20+25=45 \text{ мА}.$$

Сопротивление последовательно включенного резистора R, который необходим для уменьшения входного напряжения $U_{вх}$ до требуемой величины $U_{вых}$, определяется соотношением

$$R=(U_{вх}-U_{вых})/(I_л+I_н)=92/(45\cdot10^{-3})\approx2 \text{ кОм}.$$

При уменьшении тока нагрузки $I_н$ ток через газоразрядную лампу $I_л$ возрастает. Таким образом, ток нагрузки может изменяться

от 25 до 40 мА, не приводя к существенному изменению выходного напряжения.

Дифференциальное сопротивление. Это сопротивление представляет собой приращение напряжения на газоразрядной лампе при заданном изменении тока через нее. Дифференциальное сопротивление составляет приблизительно 100 Ом. Таким образом, изменение тока, равное 5 мА, вызовет изменение выходного напряжения, приблизительно равное 0,5 В.

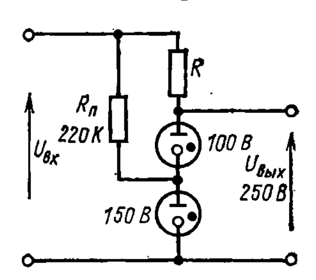


Рис. 7-15. Применение двух последовательно соединенных газоразрядных ламп для стабилизации напряжения.

Напряжение зажигания. Как видно из рис. 7-14, для начала разряда в лампе требуется более высокое по сравнению с рабочим напряжение. Поэтому входное напряжение должно быть достаточным для того, чтобы в лампе начался разряд. Некоторые виды газоразрядных ламп имеют дополнительный запускающий электрод, который служит для зажигания разряда в лампе.

Как правило, диапазон напряжений газоразрядных стабилизаторов находится в пределах от 50 до 150 В. Однако, используя последовательное включение двух ламп с помощью газоразрядных стабилизаторов, можно стабилизировать и более высокие напряжения. В этом случае необходимо предусмотреть возможность запуска одной лампы независимо от другой. В схеме на рис. 7-15 резистор $R_п$ образует цепь запуска нижнего стабилизатора. Верхний стабилизатор запускается позже под действием входного напряжения.

Источники эталонного напряжения. Работая при заданном токе, газоразрядные лампы обеспечивают определенное напряжение, что позволяет использовать их в качестве источников эталонного или опорного напряжения. Для этих целей применяются специальные газоразрядные лампы.

Высоковольтные стабилизаторы. Коронный разряд, возникающий при высоком напряжении, можно использовать для стабилизации напряжений до 1000 В. Действие приборов с коронным разрядом аналогично работе описанных газоразрядных ламп, но они потребляют значительно меньший ток.

7-8. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Полупроводниковые диоды можно изготовить с точно заданным обратным пробивным напряжением. Такие диоды известны под названием стабилитронов или диодов Зенера. Типовая характеристика кремниевого стабилитрона представлена на рис. 7-16. Как правило, диапазон рабочих напряжений стабилитронов находится в пределах от 3 до 20 В. Способы применения стабилитронов аналогичны применению газоразрядных ламп с той лишь разницей, что для них не требуется запуска. Через стабилитрон могут протекать большие токи, но так как на нем сохраняется постоянное напряжение, максимально допустимый ток определяется допустимой мощностью рассеяния стабилитрона. Допустимая рассеиваемая мощность ма-

лых стабилитронов при свободном монтаже составляет примерно 200 мВт, а при монтаже с теплоотводом достигает нескольких ватт.

Пробивное напряжение стабилитронов является функцией температуры. Типовые значения температурного коэффициента находятся в пределах от −2 до +8 мВ/°С. Стабилитроны с температурным коэффициентом порядка 10 мВ/°С предназначены для применения в качестве источников эталонного напряжения. При таком использовании стабилитроны должны работать от источника питания, обеспечивающего постоянное значение тока.

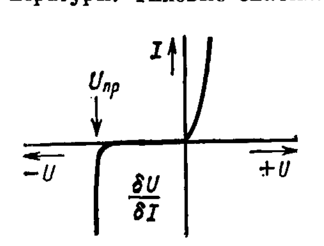


Рис. 7-16. Типовая вольт-амперная характеристика кремниевого опорного диода.

Пример проектирования 7-2. От источника питания с напряжением 20 В необходимо получить стабилизированное напряжение 6,8 В, обеспечивая ток нагрузки 15 ± 10 мА.

Схема стабилизатора показана на рис. 7-17, *а*, а на рис. 7-17, *б* изображена приближенная эквивалентная схема выходной цепи. Стабилитрон типа 1S7068A имеет номинальное пробивное напряжение 6,8 В и дифференциальное сопротивление $\delta U/\delta I = 2$ Ом при токе 15 мА.

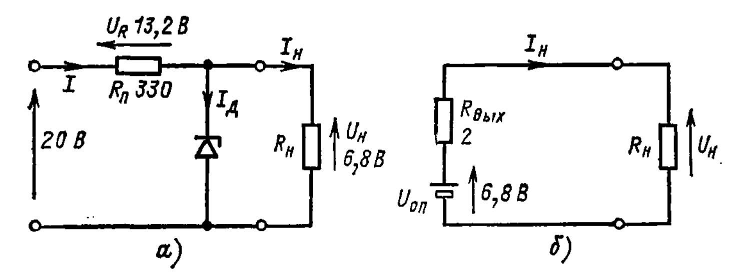


Рис. 7-17. Схема стабилизации напряжения на опорном диоде (*а*) и эквивалентная схема выходной цепи (*б*).

Через нагрузку будет протекать максимальный ток, когда ток через диод имеет минимальное значение. Если минимальный ток стабилитрона 15 мА, то ток, потребляемый от источника, равен:

$$I = I_{\text{н}} + I_{\text{д}} = 25 \cdot 10^{-3} + 15 \cdot 10^{-3} = 40 \text{ мА}.$$

Определим падение напряжения на последовательном резисторе $R_{\text{п}}$:

$$U_R = U_{\text{вх}} - U_{\text{пр}} = 20 - 6{,}8 = 13{,}2 \text{ В}.$$

Тогда

$$R_{\text{п}} = U_R / I = 13{,}2/(40 \cdot 10^{-3}) = 330 \text{ Ом}.$$

При изменении тока нагрузки от минимального до максимального выходное напряжение уменьшается приблизительно на $\Delta U_{\text{н}} = R_{\text{вых}} \cdot \Delta I_{\text{н}} = 2 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 0{,}04$ В.

В этих условиях мощность, рассеиваемая диодом, равна $IU_{\text{н}} \approx 300$ мВт и не превышает допустимой.

7-9. ЭМИТТЕРНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ КАК СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ

Выходное напряжение эмиттерного повторителя близко к входному напряжению на базе транзистора, поэтому его можно использовать для развязки источника опорного напряжения от нагрузки. Таким образом можно обеспечить потребление больших токов, не оказывая существенного влияния на опорное напряжение. Схема с эмиттерным повторителем изображена на рис. 7-18, *а*.

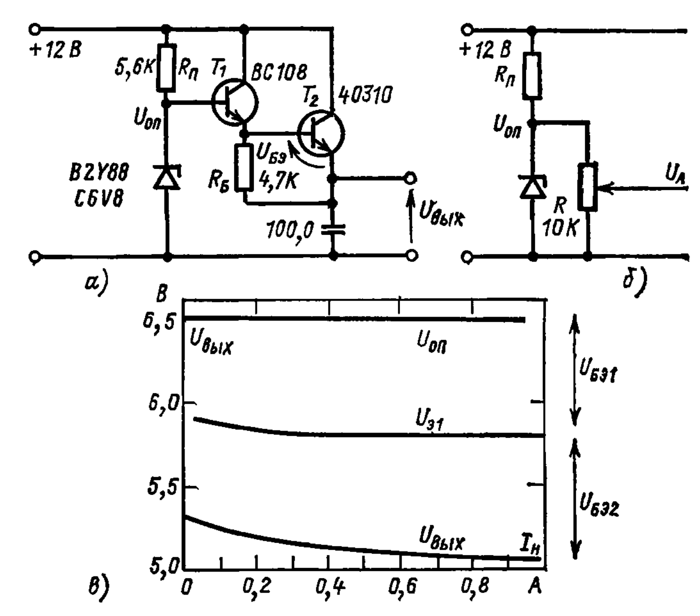


Рис. 7-18. Использование составного эмиттерного повторителя в качестве стабилизатора напряжения.

Пример проектирования 7-3. От источника питания с напряжением 12 В необходимо получить стабилизированное напряжение 5 В при токах нагрузки до 1 А.

Стабилитрон с номинальным напряжением 6,8 В непосредственно требуемый ток обеспечить не может. Чтобы ток, протекающий через стабилитрон, был как можно меньше, желательно обеспечить постоянство опорного напряжения. С учетом падения напряжения на переходе база-эмиттер транзистора опорное напряжение должно быть больше требуемого выходного напряжения. Как видно из зависимости между током нагрузки и выходным напряжением на рис. 7-18, *в*, увеличение напряжения $U_{\text{БЭ}}$, необходимое для обес-

печения больших токов нагрузки, приводит к уменьшению выходного напряжения.

Выбор выходного транзистора. Транзистор должен удовлетворять требованиям по току, напряжению и рассеиваемой мощности. Коэффициент передачи тока должен быть достаточно большим, чтобы влияние тока нагрузки на эталонное напряжение не превышало допустимого. Если в схеме составного эмиттерного повторителя коэффициент передачи тока равен $5\cdot 10^3$, это означает, что при токе нагрузки 1 А входной ток будет равен всего лишь 0,2 мА. Такой коэффициент передачи может быть обеспечен, если входной транзистор выбрать с коэффициентом передачи 100, а мощный выходной транзистор — с коэффициентом передачи 50. При максимальном токе нагрузки мощность, рассеиваемая коллектором транзистора, равна $I_н U_К = 1\cdot 7 = 7$ Вт. Для этих условий подходящим является транзистор 40310, который имеет допустимую рассеиваемую мощность 30 Вт, номинальный ток 4 А, номинальное напряжение на коллекторе 40 В и типовое значение $h_{21Э}$ больше 50.

Резистор смещения. При малых токах нагрузки и особенно при большом коэффициенте передачи транзистора T_1 коллекторный ток этого транзистора можно сделать очень малым. Через резистор $R_б$ (рис. 7-18, *а*) протекает ток почти постоянного значения, так как параллельно ему подключен переход база-эмиттер второго транзистора. В результате ток эмиттера транзистора T_1 поддерживается практически на неизменном уровне.

Выходной конденсатор. Выходное сопротивление эмиттерного повторителя повышается на высоких частотах, а коэффициент передачи тока падает. Конденсатор, подключенный параллельно выходным зажимам, позволяет сохранить небольшое выходное сопротивление для высокочастотных сигналов.

Источник опорного напряжения. Стабилитрон типа BZY88C6V8 при рабочем токе 1 мА имеет дифференциальное сопротивление 15 Ом. Это означает, что увеличение тока через диод на 1 мА приводит к изменению напряжения на нем на 15 мВ. Типовое значение температурного коэффициента стабилитрона равно 3 мВ/°С, и при рабочем токе 1 мА диапазон пробивных напряжений находится в пределах от 6,3 до 6,9 В. Выходное напряжение можно регулировать, используя схему на рис. 7-18, *б*.

Входной транзистор. В рассматриваемой схеме можно использовать транзистор общего назначения, удовлетворяющий требованию по току, например типа BC108.

Характеристики схемы. При возрастании тока нагрузки от нуля до максимума изменение выходного напряжения составляет 4,6%. На рис. 7-18, *в* показано, что это изменение обусловлено главным образом уменьшением напряжения база-эмиттер при увеличении тока нагрузки.

7-10. СИСТЕМЫ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Снижение выходного напряжения с увеличением тока нагрузки можно скомпенсировать повышением опорного напряжения. Однако такой метод компенсации применим только при фиксированных нагрузках. Если же производить сравнение выходного напряжения с опорным, то разностное напряжение можно использовать для коррекции практически любых изменений выходного напряжения.

В схеме на рис. 7-19, *а* два транзистора T_3 и T_4 образуют усилитель разности. Эмиттерный повторитель на транзисторе T_3 обеспечивает опорное напряжение на эмиттере транзистора T_4, который усиливает разность между опорным и выходным напряжениями. Если выходное напряжение становится больше опорного, то напряжение $U_К$ на коллекторе транзистора T_4 будет падать, тем самым

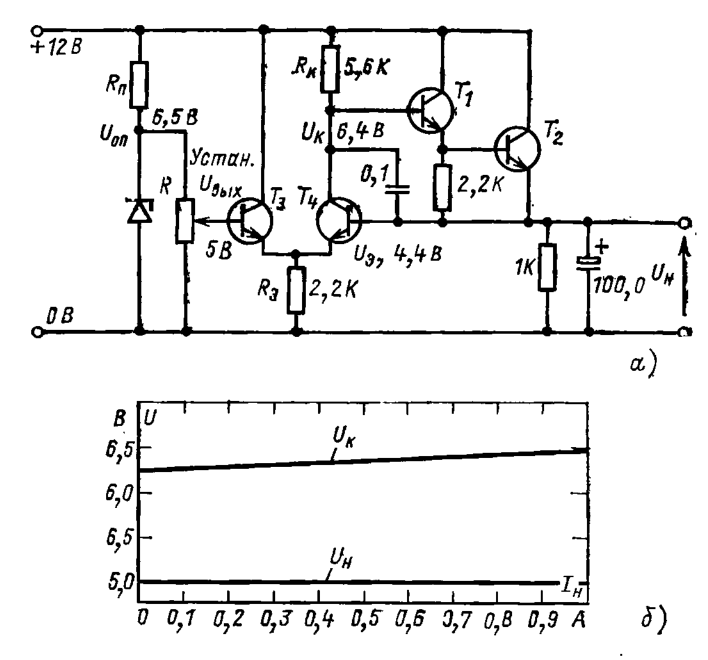


Рис. 7-19. Схема стабилизатора напряжения с обратной связью (*а*) и зависимости напряжений $U_К$ и $U_н$ от тока нагрузки (*б*).

обеспечивая снижение выходного напряжения. Такая система работает благодаря наличию сигнала ошибки (разности между реальным и требуемым выходными напряжениями), поэтому его действие определяется коэффициентом передачи A усилителя:

$$U_{вых} = A\,(U_{оп} - U_{вых}) = \frac{A}{1+A}\,U_{оп}. \qquad (7\text{-}10)$$

Эта схема представляет собой систему с последовательно-параллельной обратной связью (см. § 6-2), в которой β равно единице, а на вход подается опорное напряжение $U_{оп}$. Выходное напряжение в такой схеме равно входному с точностью, определяемой ошибкой $1/A$.

Пример проектирования 7-4. Требуется спроектировать стабилизированный источник питания с обратной связью, в котором используется эмиттерный повторитель, рассчитанный в примере 7-3. В схеме на рис. 7-19, *а* коэффициент передачи усилителя разности

при малом сопротивлении нагрузки равен:

$$A \approx \frac{-h_{21э}R_н}{2h_{11э}}, \qquad (7\text{-}11)$$

где 1/2 появляется потому, что эмиттерный повторитель на транзисторе T_3 вносит сопротивление $1/y_{21э}$ в цепь эмиттера транзистора T_4 ($y_{21э} = h_{21э}/h_{11э}$).

Входное сопротивление транзистора T_4 равно:

$$R_{вх} \approx h_{11э} + h_{21э}R_Э = 2h_{11э},$$

тогда коэффициент усиления по напряжению запишется в виде

$$A = -\frac{h_{21э}}{R_{вх}} R_н.$$

Транзистор типа BC108A имеет $h_{21э} \approx 200$ и $h_{11э} \approx 5$ кОм при рабочем токе 1 мА.

Сопротивление резистора $R_к$ в цепи коллектора транзистора T_4 определяется величиной постоянного напряжения на коллекторе $U_К$. Из рис. 7-18, *в* напряжение $U_К = 6{,}4$ В при выходном напряжении 5 В (т. е. $U_{б1} + U_{б2} + U_{вых}$). Падение напряжения на резисторе $R_к$ составляет 5,6 В и при токе 1 мА $R_к = 5{,}6$ кОм. Если оба транзистора T_3 и T_4 работают при токе 1 мА, то сопротивление $R_э$ должно быть равно $U_Э/2I_Э$, где $U_Э$ — напряжение на эмиттере транзистора T_4, т. е. $U_Э = 5 - 0{,}6 = 4{,}4$ В. Тогда $R_э = 4{,}4/(2\cdot 10^{-3}) = 2{,}2$ кОм.

Этот резистор определяет эмиттерные токи, но не оказывает непосредственного влияния на коэффициент передачи по напряжению, который равен:

$$A \approx \frac{-200\cdot 5{,}6\cdot 10^3}{2\cdot\ \cdot 10^3} \approx -100.$$

Благодаря такому усилению разностного усилителя изменения выходного напряжения уменьшатся в 100 раз, т. е. 0,2 В уменьшится до 2 мВ.

Уменьшение пульсаций. Важной функцией, которую выполняет стабилизатор с обратной связью, является снижение пульсаций на выходе в том случае, когда питание осуществляется от сети переменного тока. При потреблении больших токов от низковольтных источников напряжение пульсаций достаточно велико и его нельзя аппроксимировать в виде пилообразной кривой (см. рис. 7-5). Использовать LC-фильтр в данном случае нецелесообразно, так как сам стабилизатор обеспечивает подавление пульсаций. Накопительный конденсатор на выходе должен иметь достаточно большую емкость для того, чтобы напряжение не снижалось ниже минимального, при котором схема еще может нормально функционировать. Минимальный уровень напряжения составляет 8 В (выходное напряжение вместе с напряжением не менее 3 В на выходе эмиттерного повторителя). Используя рис. 7-20, можно найти необходимую емкость конденсатора. Прямая линия, проведенная из вершины полуволны, т. е. из точки, где напряжение имеет амплитудное значение, пересекает следующую полуволну при минимально допустимом уровне напряжения и далее пересекает горизонтальную ось в точке, временной интервал которой соответствует постоянной времени RC. Если этот временной интервал равен 24 мс, а ток нагрузки равен 1 мА при напряжении 12 В, то сопротивление $R = 12$ Ом. Требуемая емкость конденсатора $C = 24\cdot 10^{-3}/12 = 2000$ мкФ. Изменения напряжения на коллекторе не оказывают влияния на выходное напряжение эмиттерного повторителя, благодаря чему оно не опускается ниже минимальной величины. Пульсации, которые появляются на выходе, можно трактовать как изменения выходного напряжения, которые уменьшаются благодаря действию стабилизатора. Таким образом, напряжение пульсаций на выходе можно снизить до нескольких милливольт.

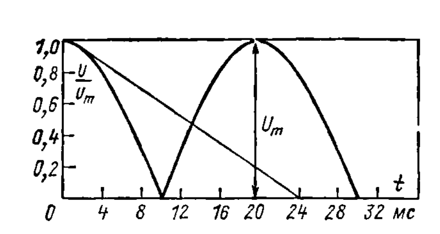


Рис. 7-20. Определение емкости накопительного конденсатора.

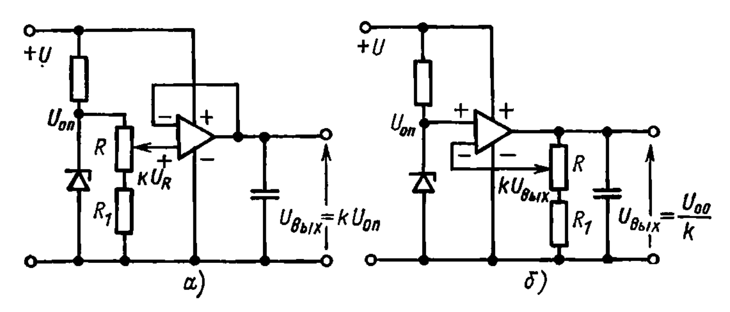


Рис. 7-21. Схемы стабилизаторов для получения выходного напряжения меньше (*а*) и больше опорного (*б*).

Регулировка выходного напряжения. Как показано на рис. 7-19, *а*, выходное напряжение можно изменять в некоторых пределах от максимума до минимума. Максимальный уровень равен опорному напряжению $U_{оп}$, а минимальный определяется наименьшим напряжением на резисторе $R_э$, при котором не нарушается нормальная работа схемы. Выходное напряжение определяется соотношением

$$U_{вых} = \frac{A}{1+A}kU_{оп} \approx kU_{оп}, \quad (A \gg 1), \qquad (7\text{-}12)$$

где k — коэффициент установки потенциометра R, изменяющийся от 0 до 1.

Если с опорным напряжением сравнивать только некоторую часть выходного напряжения, то на выходе можно получить напряжение выше опорного. Для этого случая

$$U_{вых} = (U_{оп} - kU_{вых})A = \frac{A}{1+Ak}U_{оп} \approx \frac{1}{k}U_{оп} \quad (\text{при } Ak \gg 1). \qquad (7\text{-}13)$$

При очень малых значениях k коэффициент передачи разомкнутого контура Ak может уменьшиться настолько, что система пере-

станет нормально работать. Диапазон нормальной работы можно установить с помощью дополнительного резистора R_1, включенного последовательно с потенциометром R, как показано на рис. 7-21.

7-11. ОГРАНИЧЕНИЕ ТОКА

Выходной ток стабилизатора напряжения с обратной связью (рис. 7-19) можно ограничить, применяя метод, показанный на рис. 7-22. Транзистор T_5 в этой схеме в обычном состоянии закрыт,

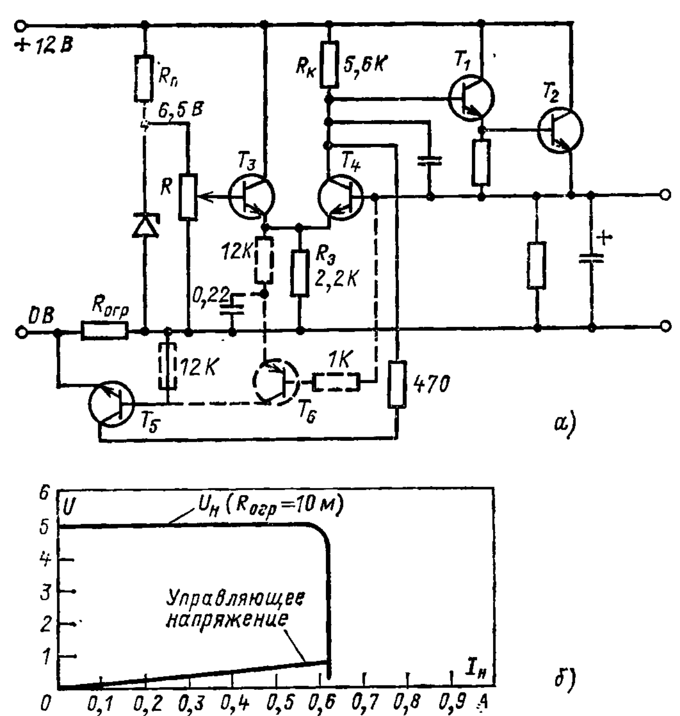


Рис. 7-22. Схема стабилизатора с ограничением тока (пунктиром показана схема защиты от перегрузок) (*а*) и его выходная характеристика (*б*).

а открывается он при возрастании падения напряжения на резисторе $R_{огр}$. Теперь ток, протекающий через транзистор T_5, будет оказывать влияние на выходное напряжение и уменьшать его при чрезмерном увеличении тока нагрузки.

При дальнейшем падении выходного напряжения, например при коротком замыкании в схеме, оно может снизиться ниже уровня опорного напряжения. В результате открывается транзистор T_6 типа *p-n-p*, увеличивая ток через транзистор T_5 до еще большего значения, вследствие чего транзистор T_4 переводится в область глубокой отсечки.

7-12. ПРИМЕНЕНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В КАЧЕСТВЕ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Стабилизатор напряжения можно анализировать как схему с последовательно-параллельной обратной связью. Если в схеме на рис. 7-19, *а* вместо транзисторов T_3 и T_4 использовать операционный усилитель, то большой коэффициент передачи усилителя позволяет получить хорошие характеристики стабилизатора (рис. 7-23, *а*). В ней для увеличения выходного тока операционного усилителя в качестве мощного выходного каскада используется эмиттерный повторитель. При $I_н = 1$ А, $+U = 15$ В и $U_н = 5$ В рассеиваемая мощность $P = (U - U_н) I_н = 10$ Вт.

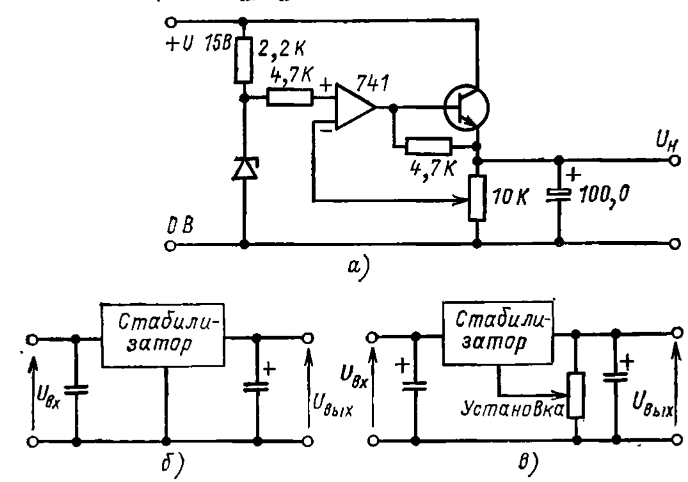


Рис. 7-23. Монолитные стабилизаторы.

а — использование интегрального операционного усилителя в стабилизаторе в качестве усилителя разности; *б* — трехполюсный интегральный стабилизатор, обеспечивающий фиксированное выходное напряжение; *в* — стабилизатор с регулируемым выходным напряжением.

Следовательно, в качестве выходного можно использовать транзистор типа 40310 с соответствующим теплоотводом.

7-13. СТАБИЛИЗАТОРЫ В ИНТЕГРАЛЬНОЙ ФОРМЕ

Среди интегральных схем общего назначения имеются интегральные стабилизаторы типа 723, которые обеспечивают ток в нагрузке до 50 мА. Они могут работать в двух режимах, показанных на рис. 7-21, различающихся тем, что выходное напряжение либо выше, либо ниже внутреннего опорного напряжения. Выходной ток интегральных стабилизаторов можно увеличить путем подключения внешнего мощного транзистора таким же образом, как показано на рис. 7-23.

Кроме того, часто применяются трехполюсные интегральные стабилизаторы напряжения. Они предназначены для работы при определенных напряжениях и обеспечивают номинальный ток в на-

грузке примерно 1 А и более. Как правило, в таких стабилизаторах предусматривается внутренняя защита от перегрузок, которая ограничивает выходной ток в случае, если температура достигает максимально допустимого уровня. Иногда трехполюсные стабилизаторы можно использовать при более высоких напряжениях по сравнению с номинальными, но при этом ухудшаются их характеристики (рис. 7-23).

Глава восьмая
ГЕНЕРАТОРЫ

Электронный генератор можно определить как устройство, на выходе которого поддерживаются колебания до тех пор, пока к нему подводится энергия от источника постоянного тока, причем схема при этом не изменяется посредством каких-либо механических переключателей. Подобное определение, таким образом, исключает применение в генераторах вращающихся элементов, вибраторов и т. п.

Генераторы можно разделить на два класса. Во-первых, генераторы синусоидальных колебаний и, во-вторых, генераторы релаксационного типа, колебания которых содержат много гармонических составляющих. Второй класс генераторов рассматривается в гл. 9.

8-1. ОБЩИЙ АНАЛИЗ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

На рис. 8-1 показан источник тока с внутренним сопротивлением $R_{ист}$, ток которого подается на схему, состоящую из параллельно

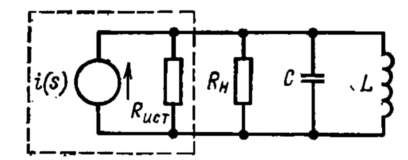


Рис. 8-1. Источник тока с внутренним сопротивлением $R_{ист}$, питающий параллельную схему $R_н$, C и L.

соединенных резистора $R_н$, конденсатора C и катушки L. Здесь ток $i(s)$ не обязательно является определенным входным сигналом, а может представлять шумы, обусловленные тепловыми колебаниями, переходными процессами при переключении и т. д.

Для схемы на рис. 8-1 можно записать:

$$u(s)=Zi(s), \qquad (8\text{-}1)$$

или

$$u(s)=\frac{i(s)}{G_{ист}+G_н+sC+1/(sL)}. \qquad (8\text{-}2)$$

Умножая числитель и знаменатель выражения (8-2) на s/C, получаем:

$$u(s)=\frac{i(s)\,\frac{s}{C}}{s^2+\left[s\left(\frac{G_{ист}+G_н}{C}\right)\right]+\frac{1}{LC}}. \qquad (8\text{-}3)$$

Знаменатель уравнения (8-3) является характеристическим уравнением схемы, и характеристики схемы определяются его корнями. Таким образом, характеристическое уравнение схемы имеет вид:

$$s^2+\frac{s(G_{ист}+G_н)}{C}+\frac{1}{LC}=0. \qquad (8\text{-}4)$$

Решив это уравнение, получим:

$$s=-\left(\frac{G_{ист}+G_н}{2C}\right)\pm j\sqrt{\left[\frac{1}{LC}-\left(\frac{G_{ист}+G_н}{2C}\right)^2\right]}; \qquad (8\text{-}5)$$

следовательно, имеются два корня характеристического уравнения:

$$s_1=-\alpha+j\omega \quad и \quad s_2=-\alpha-j\omega. \qquad (8\text{-}6)$$

Решение можно записать в виде

$$u(t)=A\exp(-\alpha+j\omega)t+B\exp(-\alpha-j\omega)t. \qquad (8\text{-}7)$$

Корни уравнения s_1 и s_2 в значительной мере определяются членом $(G_{ист}+G_н)$. Если $G_{ист}+G_н=0$, то $s=\pm j\sqrt{\frac{1}{LC}}$. Обозначая $1/LC=\omega_0^2$, получаем: $s_1=+j\omega_0$ и $s_2=-j\omega_0$. Следовательно, при $G_{ист}=G_н$

$$u(t)=A\exp(j\omega_0 t)+B\exp(-j\omega_0 t), \qquad (8\text{-}8)$$

т. е. решение представляет собой колебания частоты ω_0 с постоянной амплитудой.

В более общем случае, когда сумма $G_{ист}+G_н$ не равна нулю, колебания возникают при условии, что корни s_1 и s_2 содержат мнимые части, т. е. в уравнении (8-5)

$$\frac{1}{LC}>\left[\frac{G_{ист}+G_н}{2C}\right]^2.$$

Кроме того, амплитуда колебаний будет нарастать во времени, если $(G_{ист}+G_н)<0$. Последнее условие означает, что $G_н$ является

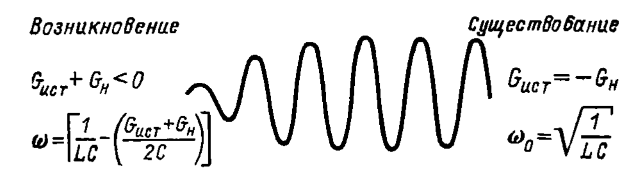


Рис. 8-2. Условия возникновения и существования колебаний.

отрицательной величиной. Смысл этого заключается в том, что энергия, поступающая от источника питания, расходуется на компенсацию потерь в омическом сопротивлении, которое всегда имеется в любой резонансной схеме. Из приведенного выше анализа вытекают следующие условия возникновения колебаний (рис. 8-2): а) наличие элемента с отрицательным сопротивлением, который обеспечивает компенсацию потерь в резонансной схеме и нарастание колебаний; б) наличие элемента с изменяющимся сопротивлением,

который уменьшает действительную часть корней до нуля при достижении определенной амплитуды колебаний; в) наличие элемента, определяющего частоту колебаний; г) наличие начального сигнала, вызывающего колебания в системе.

8-2. ОТРИЦАТЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Если определить отрицательное сопротивление как свойство элемента, ток через который уменьшается при возрастании напряжения на нем, то отрицательное сопротивление можно представить в виде падающего участка вольт-амперной характеристики. На рис. 8-3 часть кривой между точками A и B, имеющая наклон $(-G)$, представляет участок отрицательного сопротивления.

Любое устройство, вольт-амперная характеристика которого имеет падающий участок, удовлетворяет одному из условий возникновения колебаний и совместно с соответствующей схемой может использоваться в качестве генератора. Примерами могут служить

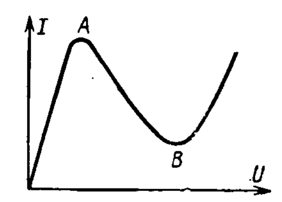


Рис. 8-3. Вольт-амперная характеристика, имеющая участок AB с отрицательным сопротивлением.

следующие устройства: а) *динатронный генератор*, в котором используется характеристика тетрода с отрицательным сопротивлением; б) *транзитронный генератор* [46], в котором используется пентод с соединенными между собой экранной и антидинатронной сетками; в) *полупроводниковые приборы*, такие как точечно-контактные транзисторы, терморезисторы и туннельные диоды [47].

Динатронный и транзитронный генераторы в настоящее время представляют лишь чисто исторический интерес, а туннельные диоды широко применяются в высокочастотных генераторах в диапазоне частот от 100 МГц до 10 ГГц.

Кроме того, отрицательное сопротивление можно получить в усилителе с обратной связью. Из уравнения (6-8) полное выходное сопротивление усилителя с обратной связью записывается в виде

$$Z_{вых}=Z_{вых\,A}/(1-A\beta). \qquad (8\text{-}9)$$

Оно становится отрицательным при $A\beta > 1$. Такой метод получения отрицательного сопротивления в настоящее время наиболее широко применяется в схемах генераторов.

Генераторы синусоидальных колебаний с обратной связью делятся на два класса: индуктивно-емкостные, или LC-генераторы, и генераторы с фазосдвигающей RC-цепочкой. В настоящей главе рассматриваются генераторы того и другого класса.

8-3. ПРОЦЕСС УСТАНОВЛЕНИЯ АМПЛИТУДЫ КОЛЕБАНИЙ

В § 8-1 было показано, что для возникновения колебаний необходимо, чтобы величина $G_н$ имела отрицательный знак и была больше, чем $G_{ист}$. Другими словами, член, вносящий затухание, в уравнении (8-4) должен быть отрицательным. Кроме того, величина $G_н$ должна уменьшаться по мере нарастания амплитуды колебаний до установившегося значения, при котором выполняется условие $G_{ист}=-G_н$, а член, определяющий затухание, должен при этом обратиться в нуль.

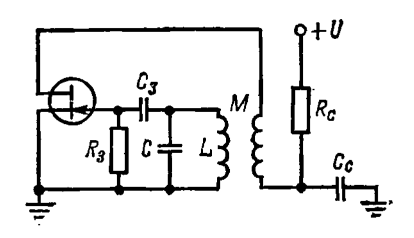


Рис. 8-4. Схема генератора с контуром и элементами утечки в цепи затвора ($R_с$ и $C_с$ являются элементами развязки).

Анализируя уравнение (8-9), которое описывает усилитель с обратной связью, можно сделать заключение, что для возникновения колебаний коэффициент передачи разомкнутого контура $A\beta$ должен быть больше единицы и уменьшаться до тех пор, пока не достигнет единицы. При этом амплитуда колебаний нарастает до установившегося значения. Если коэффициент обратной связи β постоянен, то это означает, что при нарастании амплитуды сигнала должен уменьшаться коэффициент усиления усилителя. Для этого необходимо иметь какой-то нелинейный элемент.

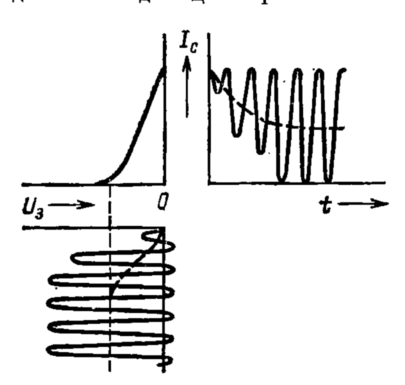


Рис. 8-5. Процесс нарастания колебаний и стабилизации амплитуды схемой утечки в цепи затвора.

Стабилизация амплитуды включением элементов утечки в цепи затвора. В резонансных LC-генераторах для изменения усиления при нарастании амплитуды колебаний и ее ограничения используются элементы утечки в цепи затвора. Необходимая нелинейность обеспечивается нижним изгибом характеристики полевого транзистора $I_С=f(U_З)$. На рис. 8-4 показана схема генератора с резонансным контуром в цепи затвора, в которой емкость $C_З$ и сопротивление $R_З$ образуют цепь утечки затвора. Постоянная времени цепи утечки выбирается таким образом, чтобы она была много больше периода колебаний $1/f$, но не настолько большой, чтобы изменение положения рабочей точки не оказывало влияния на характеристики схемы.

Стабилизацию амплитуды с помощью схемы утечки в цепи затвора лучше всего можно пояснить, обратившись к рис. 8-5, на котором показан процесс возникновения колебаний. Действующее

значение проводимости $Y_{21и}$, которое определяется наклоном характеристики $I_С = f(U_З)$, больше при $U_З = 0$ и быстро уменьшается, по мере того как напряжение смещения на затворе становится более отрицательным. Уровень напряжения смещения на затворе определяется зарядом на конденсаторе $C_З$. Ток через затвор протекает во время положительных полупериодов напряжения на затворе и заряжает конденсатор. Благодаря постоянной времени $C_З R_З$ заряды на конденсаторе суммируются, напряжение смещения на затворе становится отрицательным и в результате снижается коэффициент передачи усилителя. Процесс продолжается до тех пор, пока проводимость $Y_{21и}$ не станет такой, которая достаточна для поддержания колебаний с постоянной амплитудой. Предположим теперь, что коэффициент передачи уменьшился. Одновременно с этим положительные пики сигнала перестанут обеспечивать положительное напряжение на затворе относительно истока и ток через затвор протекать не будет. Заряд на конденсаторе $C_З$ начнет уменьшаться, благодаря чему будет снижаться напряжение смещения на затворе. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока под действием положительных пиков напряжения снова не начнет протекать ток затвора. Затем процесс стабилизируется, но уже при меньшей амплитуде колебаний.

Режим работы генератора, при котором напряжение смещения на затворе переходит через уровень отсечки, называют режимом класса С. При этом ток стока не будет непрерывно протекать, но благодаря тому что резонансная схема имеет достаточно высокую добротность Q, напряжение на стоке будет иметь синусоидальную форму.

Прерывистая генерация. Когда происходит генерирование колебаний с постоянной амплитудой, постоянная времени такова, что количество зарядов, утекающих с конденсатора в интервалах времени между положительными пиками напряжения, точно равно количеству зарядов, поступающих в конденсатор во время протекания тока затвора. Если постоянная времени и амплитуда сигнала слишком велики, то в конденсатор с током затвора будет поступать количество зарядов большее, чем количество зарядов, стекающее с конденсатора в интервалах между пиками напряжения. В результате этого отрицательное напряжение смещения на затворе полевого транзистора быстро возрастет и закроет его. Ток стока прекратится и колебательный процесс не будет поддерживаться. Далее конденсатор начнет постепенно заряжаться через резистор утечки в цепи затвора, напряжение смещения будет снижаться, пока снова не начнет протекать ток стока и вновь не возникнут колебания. Такие циклы повторяются, и генерирование колебаний осуществляется прерывистыми импульсами. Условия возникновения прерывистых колебаний обычно можно устранить путем правильного выбора параметров цепи утечки. Если генератор используется в радиоприемнике в качестве гетеродина, то применение развязывающего резистора, имеющего большое сопротивление, помогает устранить прерывистую генерацию. Этот резистор приводит к увеличению напряжения истока при уменьшении тока затвора и, следовательно, к сдвигу напряжения отсечки в сторону более высоких отрицательных напряжений.

8-4. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ LC-ГЕНЕРАТОРАХ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Большинство применяемых генераторов построены по схеме с резонансными контурами в цепи стока и в цепи затвора, как показано на рис. 8-6. На этом рисунке изображены только цепи прохождения сигнала. Обратная связь осуществляется через емкость между стоком и затвором. На рис. 8-7 показаны четыре широко применяемые схемы генераторов, которые являются вариантами основной схемы на рис. 8-6. Для каждой из этих схем здесь приведены формулы, определяющие частоту и условия существования колебаний:

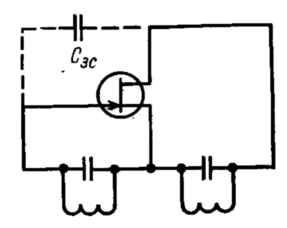


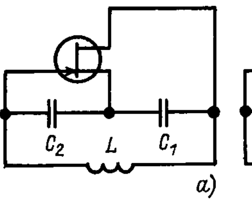
Рис. 8-6. Схема генератора с резонансными контурами в цепи стока и затвора.

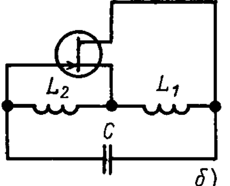
для емкостной трехточки — схема Колпитца (рис. 8-7, *а*)

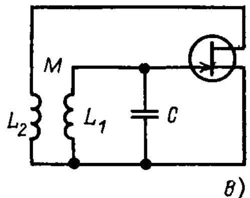
$$\omega^2 = \frac{1}{L\dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}; \quad Y_{21и} = \frac{Y_{22и} C_2}{C_1};$$

для индуктивной трехточки — схема Хартлея (рис. 8-7, *б*)

$$\omega^2 = \frac{1}{(L_1 + L_2 - 2M)\, C}; \quad Y_{21} = \frac{Y_{22и}(L_1 + M)}{L_2 + M};$$







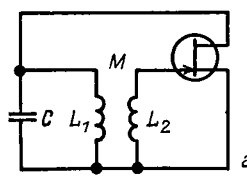


Рис. 8-7. Четыре схемы генераторов, которые представляют собой варианты основной схемы на рис. 8-6.

для схемы с контуром в цепи затвора (рис. 8-7, *в*)

$$\omega^2=\frac{1}{L_1C(1-A)};\quad M=-\frac{1}{Y_{21и}}\left(\frac{L_2A}{1-A}+CR\right),$$

где R — последовательное омическое сопротивление первичной обмотки трансформатора; $A = RY_{22и}L_2/L_1$;
для схемы с контуром в цепи стока (рис. 8-7, *г*)

$$\omega^2=\frac{1}{L_1C};\quad Y_{21и}=\frac{L_1}{M}(Y_{22и}+G),$$

где G — шунтирующая проводимость резонансного контура.

Генераторы с трансформаторной связью широко применяются в радиоприемниках в качестве местного гетеродина. Генератор с контуром в цепи стока обладает некоторыми преимуществами по сравнению с генератором с контуром в цепи затвора. Его схема более устойчива к воздействию шумов, обеспечивает большую амплитуду выходного напряжения, с меньшим числом гармонических составляющих. Однако генератор с контуром в цепи затвора дает более постоянную амплитуду выходного напряжения при перестройке в диапазоне частот настройки. Для применения в диапазоне высоких частот (до 300 МГц) предпочтение обычно отдают генератору Колпитца, хотя и схему Хартлея также можно использовать на частотах более 40 МГц. Для определения условий работы этих двух схем существуют общие способы. Первый состоит в определении условий, при которых коэффициент передачи в контуре при разомкнутой цепи обратной связи равен единице, а второй — в определении узловых или контурных уравнений и приравнивании определителей этих уравнений нулю (краткие сведения об определителях изложены в приложении А). Оба способа иллюстрируются двумя примерами расчета, которые приводятся далее.

8-5. ГЕНЕРАТОР С КОНТУРОМ В ЦЕПИ СТОКА

На рис. 8-8 показаны две основные схемы генераторов с контуром в цепи стока. Они различаются лишь способом подачи напряжения питания к стоку транзистора. В схеме с параллельным подключением источника питания резистор R отделяет сток от источника питания, но при этом уменьшается добротность Q контура. Еще одно положительное качество этой схемы состоит в том, что конденсатор настройки C_1 присоединяется непосредственно к земле.

Принципы проектирования. Для определения условий работы схемы генератора на рис. 8-8, *б* используем ее малосигнальную эквивалентную схему (рис. 8-9), где проводимость G представляет потери в резонансном контуре и параллельном резисторе R. Составим уравнения для узлов схемы, суммируя входящие и выходящие из узлов токи:

$$-Y_{21и}u_З=u_C(Y_{22и}+sC+G+1/sL_1);\qquad (8\text{-}10)$$

$$u_{вых}=-sMi_C=-\frac{M}{L_1}u_C.\qquad (8\text{-}11)$$

Исключая напряжение u_C, получаем:

$$-Y_{21и}u_З=-\frac{L_1}{M}\left(Y_{22и}+sC+G+\frac{1}{sL_1}\right)u_{вых}.$$

Для поддержания режима колебаний необходимо, чтобы выходное напряжение было равно входному, т. е. коэффициент передачи контура обратной связи должен быть равен единице и $u_{вых} = u_З$.

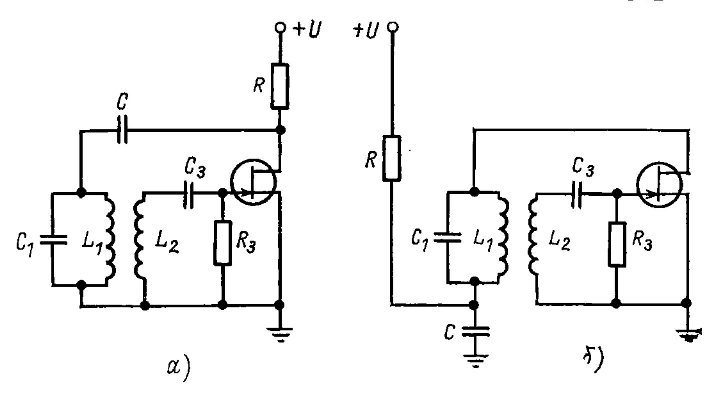


Рис. 8-8. Схемы с параллельным (*а*) и последовательным (*б*) подключением источника питания к генератору с контуром в цепи стока.

Таким образом,

$$-\frac{M}{L_1}Y_{21и}+Y_{22и}+sC+G+\frac{1}{sL_1}=0$$

или

$$-sMY_{21и}+sL_1Y_{22и}+s^2L_1C+sL_1G+1=0.$$

Подставляя $s = j\omega$, получаем:

$$-\omega^2L_1C+1+j\omega(L_1Y_{22и}+L_1G-MY_{21и})=0.\qquad (8\text{-}12)$$

Приравнивая нулю реальную и мнимую части уравнения (8-12), получаем:

$$\omega^2=1/(L_1C);\qquad (8\text{-}13)$$

$$Y_{21и}=\frac{L_1}{M}(Y_{22и}+G).\qquad (8\text{-}14)$$

Таким образом, система будет генерировать колебания на частоте $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C}}$, если проводимость $Y_{21и}$ равна $\frac{L_1}{M}(Y_{22и}+G)$. В последнее выражение входит взаимная индуктивность, и колебания будут иметь место только в такой схеме, в которой нет полного инвертирования сигнала. Резонансный контур должен иметь высокую добротность для того, чтобы свести до минимума гармонические составляющие, т. е. устранить искажения синусоидальной формы сигнала, и соответственно катушка L_1 должна иметь достаточно большую индуктивность. Индуктивность катушки в цепи затвора L_2 должна быть несколько меньше, чем L_1, с тем чтобы ее резонансная частота с учетом паразитной емкости была значительно выше частоты колебаний генератора. В противном случае возможно умножение

частоты. Для практических целей отношение числа витков катушек должно составлять от 1/3 до 1/2 (отношение индуктивностей от 1/9 до 1/4). Чтобы обеспечить необходимую взаимную индуктивность, надо предусмотреть возможность регулировки коэффициента связи.

Основные этапы проектирования LC-генераторов следующие:

1. Рассчитать индуктивность, которая обеспечит генерирование колебаний в требуемом диапазоне частот. Если емкость C не задана (как это часто бывает в системах с перестройкой частоты), то она должна быть выбрана достаточно большой, чтобы минимизировать влияние паразитной емкости. Однако емкость не должна быть настолько велика, чтобы не привести к значительному уменьшению добротности Q системы. Высокая добротность позволяет устранить неблагоприятные воздействия на форму колебаний и стабильность частоты. Как правило, отношение L/C выбирается порядка 10^6.

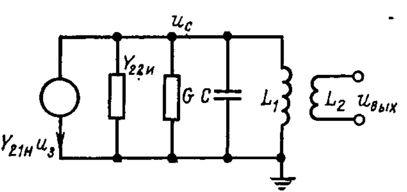


Рис. 8-9. Малосигнальная эквивалентная схема генератора с контуром в цепи стока (рис. 8-8, *б*).

2. Число витков катушки обратной связи выбрать примерно равным половине числа витков первичной катушки ($L_2 = L_1/4$).

3. Оценить полную проводимость, шунтирующую резонансный контур, и определить взаимную индуктивность M, используя величину $Y_{21и}$ полевого транзистора, по уравнению (8-14).

4. Выбрать сопротивление резистора R_3. Для работы в диапазоне средних частот это сопротивление может быть порядка 1 МОм при работе с полевым транзистором с затвором на *p-n* переходе, поскольку этот транзистор имеет небольшой обратный ток насыщения. Емкость C_3 выбирается таким образом, чтобы постоянная времени C_3R_3 была значительно больше периода колебаний.

Пример проектирования 8-1. Требуется рассчитать генератор с контуром в цепи стока, работающий на частоте 1 МГц.

Выберем полевой транзистор типа 2N5458, параметр $Y_{21и}$ которого составляет от 1,5 до 5 мСм.

Если выбрать L = 200 мкГн, то емкость контура будет равна:

$$C=\frac{1}{f^2\,(2\pi)^2\,L}=126{,}8\ \text{пФ}.$$

При работе на фиксированной частоте настройка контура на заданную резонансную частоту может осуществляться при помощи ферритового сердечника.

Требуемая взаимная индуктивность определяется из формулы (8-14)

$$M=\frac{L_1}{Y_{21и}}\,(Y_{22и}+G),$$

где G — величина, обратная динамическому сопротивлению контура, которое равно произведению добротности Q и сопротивления одной из ветвей контура, т. е. $Q\omega L$.

Полагая Q = 100, получаем: $Q\omega L$ = 62,8 кОм и G = 15,9 мкСм.

Минимальное значение параметра $Y_{22и}$ для выбранного транзистора равно 50 мкСм. Тогда $Y_{22и}+G\approx 70$ мкСм и $M\approx$ $\approx\frac{2\cdot 10^{-4}\cdot 70\cdot 10^{-6}}{10^{-3}}=14$ мкГн.

Если $L_2 = L_1/10$, т. е. число витков катушки L_2 равно приблизительно 1/3 числа витков катушки L_1, то $\sqrt{L_1L_2}=63$ мкГн.

Теперь можно найти коэффициент связи:

$$k=\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}=0{,}22.$$

Такой коэффициент связи можно получить, если вторичную обмотку намотать поверх части первичной обмотки.

Так как ток затвора, смещенного в обратном направлении, мал (приблизительно 10^{-9} А), сопротивление резистора R_3 в цепи затвора может быть большим. Если выбрать сопротивление этого резистора 10 МОм, а емкость конденсатора 100 пФ, то постоянная времени такой цепочки будет значительно больше периода колебаний. Окончательная принципиальная схема генератора изображена на рис. 8-10.

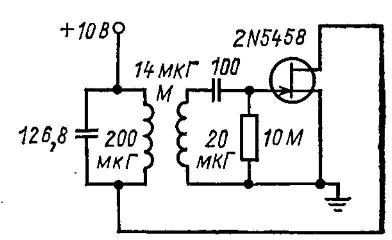


Рис. 8-10. Схема генератора на полевом транзисторе с контуром в цепи стока.

8-6. ГЕНЕРАТОР КОЛПИТЦА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

При использовании биполярных транзисторов нарастание колебаний в генераторе ограничивается допустимым напряжением на коллекторе, т. е. областью, где кривые различных базовых токов сливаются в одну. С другой стороны, при больших амплитудах сигнала напряжение на коллекторе может достигать напряжения источника питания, и в этом случае амплитуда сигнала ограничивается уровнем отсечки транзистора. Оба указанных фактора снижают коэффициент передачи тока транзистора и вносят искажения в форму колебаний.

Преимущество генератора Колпитца состоит в том, что в нем имеется только одна катушка. Вместе с конденсаторами C_1 и C_2 она определяет частоту колебаний генератора (рис. 8-11). Если катушка L выполнена с сердечником из карбонильного железа, то можно осуществлять точную подстройку частоты колебаний.

Основные принципы проектирования генератора следующие.

В настоящем примере условия существования колебаний определяются вторым методом, упомянутым в § 8-4. В приближенной малосигнальной эквивалентной схеме, изображенной на рис. 8-11, *в*, G_1 представляет проводимость резистора в цепи коллектора, а G_2 — входную проводимость транзистора с параллельно подключенной цепочкой смещения. В отличие от предыдущего случая с полевым транзистором на базу биполярного транзистора должно быть подано прямое смещение, иначе колебания не смогут возникнуть. Резистор в цепи эмиттера не шунтирован конденсатором, поэтому транзистор

можно представить источником тока $u_Б/R_э$ с входным сопротивлением $h_{21э}R_э$.

Пренебрегая разделительной емкостью конденсатора C_3, которая изолирует постоянное напряжение на коллекторе от базы, и обозначая проводимость параллельного соединения резисторов $R_Г$ и $R_{вх}$ через G_2, запишем уравнения для каждого узла схемы путем приравнивания входящих и выходящих токов:

$$\left(G_1+sC_1+\frac{1}{sL}\right)u_К-\frac{1}{sL}u_Б=-Y_{21}u_Б, \qquad (8\text{-}15)$$

$$-\frac{1}{sL}u_К+\left(\frac{1}{sL}+sC_2+G_2\right)u_Б=0, \qquad (8\text{-}16)$$

где $Y_{21}=1/R_э$.

Определитель записывается в виде

$$s^3LC_1C_2+s^2(LC_1G_2+LC_2G_1)+s(LG_1G_2+C_1+C_2)+G_1G_2+Y_{21}=0$$

Подставляя в это выражение $s=j\omega$ и приравнивая мнимую часть нулю, получаем:

$$\omega^2=\frac{LG_1G_2/(C_1+C_2)+1}{LC_1C_2/(C_1+C_2)}\approx\frac{1}{LC_1C_2/(C_1+C_2)}, \qquad (8\text{-}17)$$

или при $C_1=C_2=C$ $\omega^2=2/(LC)$.

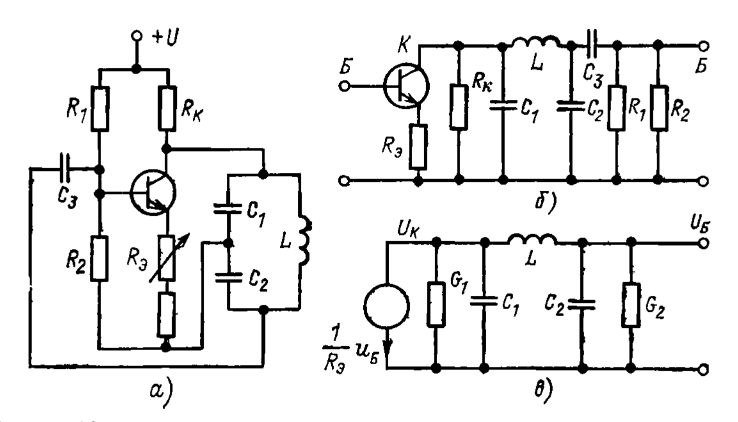


Рис. 8-11. Принципиальная схема генератора Колпитца (*а*), малосигнальная эквивалентная схема (*б*) и эквивалентная схема, в которой исключен разделительный конденсатор (*в*).

Аналогичным образом, приравнивая действительную часть нулю и подставляя значение ω^2 из (8-17), будем иметь:

$$Y_{21}=\frac{G_1C_2^2+G_2C_1^2}{C_1C_2}, \qquad (8\text{-}18)$$

или при $C_1=C_2$ $Y_{21}=G_1+G_2$.

Входное сопротивление $R_{вх}$ значительно больше $R_б$, поэтому $G_2\approx 1/R_б$.

Таким образом, в случае, когда $C_1=C_2$,

$$Y_{21}=1/R_э\approx 1/R_к+1/R_б$$

или

$$R_э=R_бR_к/(R_б+R_к). \qquad (8\text{-}19)$$

Выбор транзистора. Основным параметром, который учитывается при выборе транзистора, является предельная частота усиления f_{h21}. Обычно высокочастотные транзисторы в генераторах фиксированной частоты обеспечивают частоту колебаний до 1,25 f_{h21}, а в перестраиваемых генераторах — около 0,8f_{h21}.

Основные этапы проектирования следующие:

1. Используя выражение (8-17), выбрать величины L, C_1 и C_2, которые будут обеспечивать генерирование колебаний требуемой частоты. Если емкости обоих конденсаторов равны, то установка необходимого коэффициента усиления может осуществляться переменным резистором $R_э$.

2. Выбрать сопротивления резисторов R_1 и R_2, чтобы обеспечить соответствующее напряжение на эмиттере, которое определяет ток покоя коллектора.

3. Выбрать сопротивление резистора в цепи коллектора, которое обеспечит требуемую амплитуду напряжения на коллекторе.

4. Рассчитать сопротивление резистора $R_э$, при котором в схеме будут поддерживаться колебания.

Пример проектирования 8-2. Требуется рассчитать генератор Колпитца на транзисторе BC108, работающий на частоте 500 кГц. Напряжение источника питания равно 10 В.

Для обеспечения стабильности частоты колебаний независимо от коллекторной емкости конденсаторы в контуре должны иметь сравнительно большую емкость. Выберем $C_1=C_2=500$ пФ.

Из формулы (8-17) получим:

$$L=2/(\omega^2C)=100 \text{ мкГн}.$$

Выбор рабочей точки. Если принять ток коллектора равным 1,5 мА, то при $R_к=2{,}7$ кОм напряжение на коллекторе будет около 6 В. Приняв $R_б=2$ кОм, найдем сопротивление $R_э$:

$$R_э=R_бR_к/(R_б+R_к)=1{,}15 \text{ кОм}.$$

Если сопротивление $R_э$ составить из двух резисторов: фиксированного 560 Ом и переменного 1 кОм, то можно осуществлять регулировку амплитуды колебаний. Приняв номинальное сопротивление $R_э$ равным 1 кОм, можно найти базовое напряжение, которое необходимо для обеспечения тока коллектора 1,5 мА: $U_Б=I_ЭR_э+U_{БЭ}=1{,}5+0{,}6\approx 2$ В.

Приемлемыми сопротивлениями резисторов R_1 и R_2 будут 10 и 2,2 кОм, при которых $R_б$ равно 1,8 кОм, а $U_Б=1{,}8$ В. Из-за дополнительных неучтенных потерь, таких как в катушке, сопротивление резистора $R_э$ будет несколько меньше рассчитанного, с учетом этого ток коллектора будет иметь заданное ранее значение.

Так как в схеме имеется глубокая обратная связь, условия существования колебаний не зависят непосредственно от параметров транзистора. Следовательно, в данной схеме любой транзистор будет работать вполне удовлетворительно.

На рис. 8-12 показано, каким образом для построения генератора может быть использована схема с автосмещением. Хотя эта схема

более простая, положение рабочей точки в ней менее стабильно. Поэтому для удовлетворительной работы схемы обычно предусматривают возможность подстройки конденсаторов C_1 и C_2.

Генератор Колпитца на полевом транзисторе. На рис. 8-13 показана схема генератора Колпитца на полевом транзисторе с автосмещением. Условия существования колебаний в этой схеме аналогичны рассмотренным в предыдущем примере; кроме того, здесь проводимость G_2 можно считать равной нулю. Таким образом, $Y_{21и} = G_1$. Большинство транзисторов удовлетворяют этому требованию

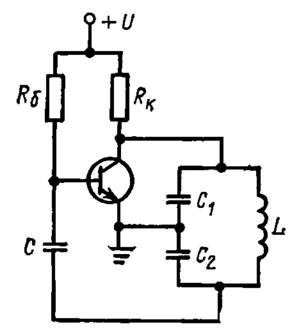


Рис. 8-12. Генератор Колпитца, в котором смещение осуществляется базовым током.

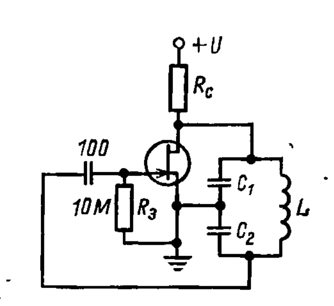


Рис. 8-13. Генератор Колпитца на полевом транзисторе.

и хорошо работают в схеме генератора. При возникновении колебаний отрицательное напряжение постепенно нарастает, уменьшая $Y_{21и}$ до значения, при котором поддерживается постоянная амплитуда колебаний. Обычно на практике для получения лучшей формы колебаний вместо резистора R_c включают катушку с индуктивностью около 20 мГн.

8-7. РЕЗИСТИВНО-ЕМКОСТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

На частотах до 10 МГц обычно предпочитают применять RC-генераторы, так как резисторы и конденсаторы более удобны по сравнению с катушками и более дешевы.

Имеются два типа RC-генераторов: с фазосдвигающей цепочкой и мостикового типа (мостик Вина).

RC-генератор с фазосдвигающей цепочкой. В схеме генератора такого типа (рис. 8-14), если усилитель имеет бесконечно большое входное сопротивление, выходное сопротивление, равное нулю, равные активные и реактивные параметры конденсаторов и резисторов, то условием существования колебаний будет равенство коэффициента усиления -29. Такое усиление необходимо для компенсации затухания в фазосдвигающей цепочке. Фазовый угол этой цепочки на частоте колебаний равен 180°, а усилитель должен инвертировать сигнал, с тем чтобы общий сдвиг фазы по всему контуру был равен нулю. Частота колебаний генератора определяется выражением

Рис. 8-14. RC-генератор с фазосдвигающей цепочкой.

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}. \qquad (8\text{-}20)$$

Генератор мостикового типа. Реактивная часть мостика образует цепочку, которая на частоте колебаний имеет фазовый сдвиг, равный нулю. Поэтому схему генератора можно построить в сочетании с неинвертирующим усилителем.

8-8. ГЕНЕРАТОР МОСТИКОВОГО ТИПА

Генераторы мостикового типа (мостик Вина) широко применяются в качестве перестраиваемых генераторов в диапазоне частот от 1 до 10^7 Гц. По сравнению с LC-генераторами они обеспечивают более широкий диапазон перестройки. Перестройка частоты может осуществляться с помощью спаренных переменных резисторов, как показано на рис. 8-16.

Принципы проектирования. Основная схема генератора мостикового типа приведена на рис. 8-15. Если цепь обратной связи рассматривать как делитель напряжения, то ее передаточную функцию можно записать в виде

$$\frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{R/(1+sCR)}{R/(1+sCR)+(1+sCR)/sC} = \frac{sCR}{1+3sCR+(sCR)^2}$$

или, обозначая $\tau = CR$,

$$\frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{s\tau}{1+3s\tau+(s\tau)^2}. \qquad (8\text{-}21)$$

Рис. 8-15. Схема генератора мостикового типа.

Условием существования колебаний является равенство единице коэффициента передачи в контуре обратной связи, т. е. $A\beta = 1$, где A — коэффициент усиления усилителя.

После подстановки $s = j\omega$ получим:

$$\frac{Aj\omega\tau}{1+3j\omega\tau+(j\omega\tau)^2} = 1. \qquad (8\text{-}22)$$

Преобразуем это равенство: $\omega^2\tau^2 + (A-3)\,j\omega\tau - 1 = 0$. Если приравнять нулю мнимую часть, то

$$A = 3, \qquad (8\text{-}23)$$

а если приравнять действительную часть нулю, получим:

$$\omega = 1/\tau = 1/CR. \qquad (8\text{-}24)$$

Таким образом, если усилитель имеет нулевой фазовый сдвиг, бесконечно большое входное сопротивление и выходное сопротивление, равное нулю, то коэффициент усиления должен быть равен

трем, а частота колебаний равна $\omega = 1/(CR)$. Так как частота колебаний генераторов LC-типа обратно пропорциональна $\sqrt{LC}$, очевидно, что мостиковый генератор обеспечивает более широкий диапазон частот. По этой причине в лабораторных измерительных приборах предпочитают применять генераторы мостикового типа. Путем применения сдвоенных переменных резисторов в этих генераторах легко перекрывается диапазон частот 10 : 1. Практически бывает трудно получить хорошее согласование резисторов во всем диапазоне перестройки и обеспечить бесконечно большое входное сопротивление усилителя. Кроме того, коэффициент усиления усилителя может изменяться с частотой, поэтому может оказаться, что в некоторой точке диапазона перестройки условия существования колебаний не будут удовлетворяться. Чтобы этого не случилось и не произошел срыв колебаний, обычно в устройство включают нелинейный элемент, который действует таким образом, чтобы поддерживать коэффициент усиления на необходимом уровне.

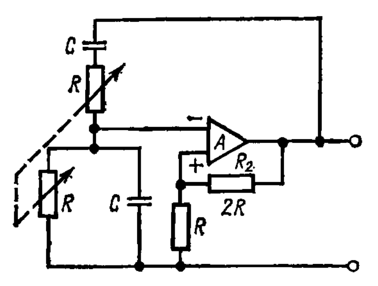


Рис. 8-16. Схема генератора мостикового типа с последовательно-параллельной обратной связью.

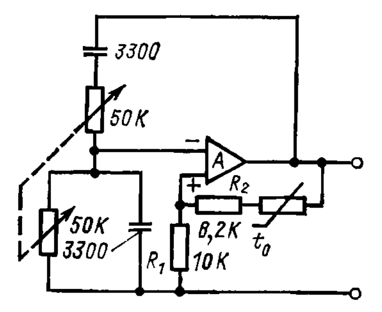


Рис. 8-17. Схема генератора мостикового типа со стабилизацией амплитуды с помощью терморезистора.

Основные этапы проектирования генератора следующие:

1. Рассчитать схему неинвертирующего усилителя с коэффициентом усиления, равным трем.
2. По формуле (8-24) рассчитать параметры C и R, которые обеспечат получение заданной частоты или диапазона частот.
3. Выбрать нелинейный элемент для стабилизации усиления, а следовательно, для сохранения условий существования колебаний.

Пример проектирования 8-3. Требуется рассчитать генератор мостикового типа, перекрывающий диапазон частот от 1 до 10 кГц.

Усилитель. Простейшей схемой является система с последовательно-параллельной обратной связью, в которой используется операционный усилитель. Как видно из рис. 8-16, при $R_2 = 2R$ коэффициент усиления, значение которого обратно коэффициенту обратной связи β, равен трем. Таким образом, данная система будет работать как усилитель напряжения с большим входным сопротивлением, малым выходным сопротивлением и коэффициентом передачи по напряжению, равным трем. С точки зрения необходимой полосы пропускания в данном случае подходящим будет операционный усилитель общего назначения типа 741, так как его полоса при замкнутой цепи обратной связи составляет 1/3 от значения полосы при единичном усилении и равна приблизительно 300 кГц.

Частота. Предположим, что сопротивления сдвоенных резисторов равны 50 кОм. При максимальном значении R наименьшая частота генератора равна 1 кГц. Тогда $C = 1/(\omega R) = 3184$ пФ. Можно выбрать стандартную емкость 3300 пФ.

Стабилизация усиления. Для того чтобы поддерживать постоянную амплитуду колебаний во всем диапазоне перестройки, необходимо предусмотреть возможность автоматической регулировки выполнения условий существования колебаний. Это можно обеспечить применением терморезистора (рис. 8-17), который имеет большой отрицательный температурный коэффициент сопротивления. Если уровень сигнала уменьшается, то сопротивление терморезистора возрастает и коэффициент обратной связи уменьшается. Это приводит к повышению коэффициента усиления усилителя, благодаря чему восстанавливается исходный уровень сигнала. Терморезистор, имеющий в холодном состоянии сопротивление около 10 кОм, хорошо работает с резисторами R_1 и R_2.

8-9. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА АМПЛИТУДЫ КОЛЕБАНИЙ

На рис. 8-18 показан еще один способ стабилизации усиления. Полевой транзистор в этой схеме используется в качестве элемента с переменным сопротивлением. Выходное напряжение генератора после детектирования сглаживается и в результате вырабатывается постоянное отрицательное напряжение, пропорциональное амплитуде колебаний. В момент включения генератора управляющее напряжение равно нулю и сопротивление канала полевого транзистора минимально, благодаря чему обеспечивается слабая обратная связь и, следовательно, большое усиление. Амплитуда коле-

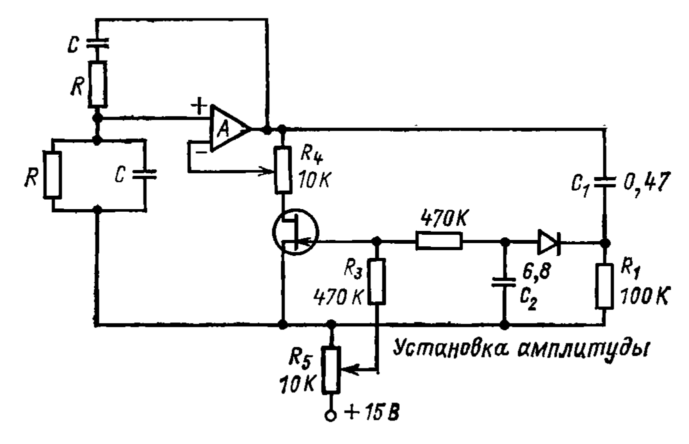


Рис. 8-18. Применение полевого транзистора в качестве переменного сопротивления для автоматической регулировки амплитуды.

баний нарастает до максимального значения, равного напряжению, установленному на переменном резисторе R_5. Резистор регулировки обратной связи устанавливается на максимум, при котором еще существуют колебания. В этом положении к полевому транзистору приложено минимальное напряжение, благодаря чему напряжение между стоком и истоком не выходит за пределы, при которых полевой транзистор работает как линейное сопротивление. (В схеме на рис. 8-18 это напряжение несколько ниже 1 В). Таким способом можно обеспечить постоянную амплитуду выходного напряжения во всем диапазоне вплоть до насыщения усилителя.

Принципы проектирования. Емкость конденсатора C_1 и сопротивление резистора R_1 выбираются таким образом, чтобы генерирование колебаний осуществлялось без существенного сдвига фазы и затухания, т. е. $C_1R_1 \geqslant 10/(2\pi f)$, где f — наименьшая частота колебаний.

Сопротивление резистора R_2 выбирается равным сопротивлению R_3, благодаря чему отрицательные амплитуды выходного напряжения сравниваются с опорным напряжением, снимаемым с переменного резистора R_5. В результате амплитуда колебаний генератора устанавливается равной опорному напряжению путем увеличения или уменьшения сопротивления полевого транзистора. Изменение напряжения на затворе полевого транзистора невелико во всем диапазоне амплитуд выходного напряжения. Реальное выходное напряжение генератора будет выше опорного на величину падения напряжения на открытом диоде.

Емкость конденсатора C_2 должна быть достаточно большой, чтобы напряжение на нем не изменялось заметно в течение периода колебаний.

Более точного регулирования амплитуды колебаний можно достичь, если между сравнивающими резисторами и затвором полевого транзистора включить неинвертирующий усилитель напряжения с коэффициентом усиления около 10. Благодаря этому увеличивается коэффициент передачи в контуре регулирования и повышается быстродействие. Резистор сопротивлением 10 кОм, включенный между выходом генератора и стоком полевого транзистора, ограничивает ток при положительном напряжении на затворе.

8-10. СТАБИЛЬНОСТЬ ЧАСТОТЫ

Если коэффициент передачи в контуре обратной связи равен единице, то частота колебаний соответствует фазовому сдвигу по всему контуру, равному нулю. Если теперь изменить фазовый сдвиг усилителя A, то частота колебаний автоматически изменится так, что общий сдвиг фазы снова станет равным нулю. Следовательно, для поддержания высокой стабильности частоты необходимо использовать схему, в которой небольшим изменениям частоты соответствуют большие изменения фазовых углов. Таким свойством обладают резонансные LC-схемы, и оно улучшается с возрастанием добротности Q. На рис. 8-19 изображена эквивалентная схема кристалла кварца, типовая добротность которого в 1000 раз превышает добротность LC-контура при работе в одинаковых условиях. По этой причине кварцевые кристаллы применяются в тех случаях, когда требуется получить фиксированную частоту с высокой стабильностью.

Простая схема генератора с кварцевой стабилизацией частоты. В схеме генератора, изображенной на рис. 8-20, обратная связь со стока на затвор осуществляется через кристалл кварца, который определяет частоту колебаний. Эту схему можно рассматривать как модифицированный генератор Колпитца.

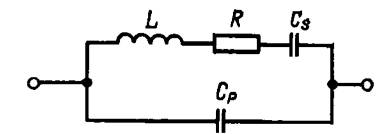


Рис. 8-19. Эквивалентная схема кристалла кварца.

Этапы проектирования подобной схемы весьма просты.

1. Выбрать кристалл кварца на требуемую частоту.
2. Выбрать элементы утечки в цепи затвора. Ток затвора полевого транзистора очень мал, поэтому сопротивление резистора может быть большим, обычно в пределах от 1 до 10 МОм. При рабочих частотах в диапазоне 1 МГц емкость конденсатора выбирается около 100 пФ. При появлении прерывистой генерации необходимо уменьшить постоянную времени CR-цепи утечки.

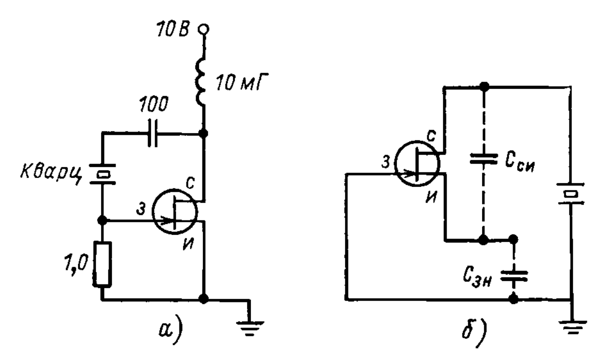


Рис. 8-20. Простая схема генератора с кварцевой стабилизацией (*а*) и малосигнальная эквивалентная схема, из которой видна аналогия с генератором Колпитца (*б*).

3. Ток стока будет устанавливаться автоматически до значения, необходимого для поддержания колебаний, так как отрицательное автосмещение задается током в цепи затвора. Однако максимальный ток стока и наибольшая проводимость $y_{21и}$ определяются при нулевом напряжении между затвором и истоком. Катушка, включенная в качестве нагрузки в цепи стока, благодаря ее малому омическому сопротивлению будет обеспечивать условия существования колебаний. В случае использования резистивной нагрузки при напряжении источника питания 10 В ее сопротивление должно быть около 1 кОм с тем, чтобы обеспечить достаточную величину тока стока.

8-11. ГЕНЕРАТОР С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ КОНТУРОМ

Кристалл кварца, как видно из его эквивалентной схемы, имеет две основные резонансные частоты: частоту последовательного резонанса, определяемую параметрами L и C_s, и частоту параллельного резонанса, определяемую параметрами C_p и L. С точки зрения достижения максимальной стабильности частоты работы при последовательном резонансе является более предпочтительной как в схеме с кварцевой стабилизацией частоты, так и в обычных LC-генераторах. Более высокая стабильность частоты обеспечивается схемой с последовательным резонансом, благодаря тому что она имеет малое сопротивление и, следовательно, меньше подвержена влиянию внешней нагрузки по сравнению со схемой с параллельным контуром, имеющим большое сопротивление при резонансе. В схеме генератора на рис. 8-21, *а* элементами, определяющими частоту колебаний, могут быть или последовательный резонансный контур, или

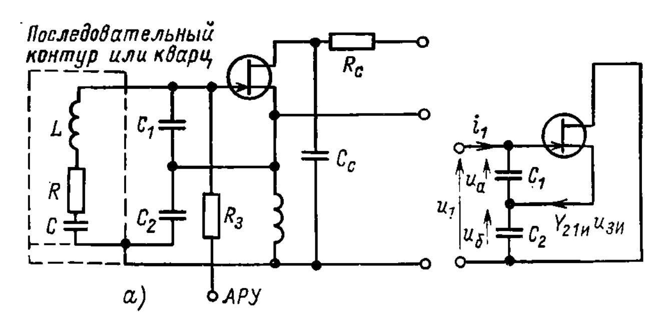


Рис. 8-21. Схема генератора с последовательным резонансным контуром (*а*) и малосигнальная схема для расчета отрицательного сопротивления усилителя (*б*).

кристалл кварца. Однако следует иметь в виду, что не все кристаллы кварца могут работать в режиме последовательного резонанса. Сопротивление, нагружающее последовательную резонансную схему, можно найти, если определить выражение для входного напряжения, используя схему на рис. 8-21, *б*:

$$u_1 = u_а + u_б,$$

где $u_а$ — это напряжение на конденсаторе C_1, которое фактически равно напряжению между затвором и истоком $u_{ЗИ}$ полевого транзистора; $u_б$ — напряжение на конденсаторе C_2 за счет протекания через него тока $i_1 + i_C$ ($i_C = Y_{21и}u_{ЗИ}$).

Таким образом,

$$u_1 = \frac{i_1}{sC_1} + \frac{i_1 + Y_{21и}u_а}{sC_2} = \left(\frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2} + \frac{Y_{21и}}{s^2C_1C_2}\right) i_1. \quad (8\text{-}25)$$

Входное сопротивление равно:

$$Z_{вх}(s) = \frac{u_1}{i_1} = \frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2} + \frac{Y_{21и}}{s^2C_1C_2}$$

или

$$Z_{вх}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} - \frac{Y_{21и}}{\omega^2 C_1 C_2}. \quad (8\text{-}26)$$

Третий член в этом выражении является отрицательным сопротивлением и, как показано в § 8-1, чтобы колебания могли нарастать, оно должно быть больше R — последовательного сопротивления резонансного контура или кристалла кварца. Условием существования колебаний постоянной амплитуды является равенство отрицательного сопротивления и R. Последовательное сопротивление резонансного контура можно найти из рис. 8-21, *а*:

$$Z(j\omega) = j\omega L + 1/(j\omega C) + R + Z_{вх}(j\omega).$$

Подставляя $Z_{вх}(j\omega)$ из (8-26), получаем:

$$Z(j\omega) = \left(1 - \omega^2 LC + j\omega CR + \frac{C}{C_1} + \frac{C}{C_2} - \frac{jY_{21и}C}{\omega C_1 C_2}\right)\frac{1}{j\omega C}. \quad (8\text{-}27)$$

Для существования колебаний сопротивление $Z(j\omega)$ должно быть равно нулю. Приравнивая нулю действительную и мнимую части выражения (8-27), получаем:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}\left(1 + \frac{C}{C_1} + \frac{C}{C_2}\right) \text{ и } R = \frac{Y_{21и}}{\omega^2 C_1 C_2}. \quad (8\text{-}28)$$

Основные этапы проектирования генератора следующие:

1. По известной добротности катушки определить последовательное сопротивление.
2. Задавшись значением $Y_{21и}$ и используя формулу (8-28), рассчитать произведение емкостей C_1C_2 и определить емкости, приняв $C_1 = C_2$. (Эти емкости по возможности должны быть достаточно велики, чтобы паразитные емкости схемы не оказывали существенного влияния.)
3. Рассчитать емкость последовательного контура.
4. Определить параметры цепи смещения. В простейшем случае это будет резистор в цепи затвора. Для обеспечения хорошей стабильности частоты можно использовать автоматическую регулировку усиления (АРУ).

Пример проектирования. Требуется рассчитать генератор с последовательным резонансным контуром на частоту 1 МГц. Предположив, что катушка с индуктивностью 500 мкГн имеет на частоте 1 МГц добротность, равную 110, из соотношения $Q = \omega L/R$ находим последовательное сопротивление

$$R = \omega L/Q = 2\pi \cdot 10^6 \cdot 500 \cdot 10^{-6}/110 = 28{,}5 \text{ Ом}.$$

Предполагая, что в схеме используется полевой транзистор, имеющий минимальную проводимость $Y_{21и} = 1{,}5$ мСм, из формулы (8-28) определяем произведение C_1C_2:

$$C_1C_2 = \frac{Y_{21и}}{\omega^2 R} = \frac{1{,}5 \cdot 10^{-3}}{(2\pi)^2 \cdot 10^{12} \cdot 28{,}5} = 1{,}33 \cdot 10^{-18} \text{ Ф}^2;$$

принимаем $C_1 = C_2 = 1000$ пФ.

Конденсатор контура. Номинальная емкость конденсатора в контуре равна:

$C = 1/[(2\pi)^2 Lf] = 50{,}7$ пФ. Из условия резонанса очевидно, что эту величину необходимо уменьшить приблизительно на 10%

из-за влияния емкостей C_1 и C_2. Таким образом, если предусмотреть возможность подстройки контура с помощью подстроечного конденсатора или сердечника, емкость конденсатора можно выбрать равной 47 пФ.

Цепь смещения. Необходимое смещение можно обеспечить включением в цепь затвора резистора сопротивлением 1 МОм. Однако положение рабочей точки будет зависеть от поступающего на затвор положительного напряжения, при котором в цепи затвора протекает ток. Это неизбежно приведет к искажению формы колебаний, т. е. к появлению частот, отличающихся от основной. Применение схемы АРУ, как показано на рис. 8-22, позволяет поддерживать амплитуду колебаний постоянной при таком напряжении на затворе,

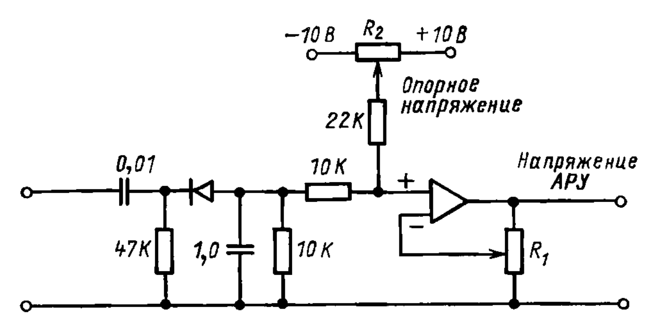


Рис. 8-22. Схема автоматической регулировки усиления.

когда ток в цепи затвора не протекает. Автоматическая регулировка усиления осуществляется путем детектирования выходного напряжения и сравнения выпрямленного напряжения с опорным. Полученное разностное напряжение усиливается и далее используется как отрицательное напряжение смещения на затворе транзистора. Коэффициент передачи выбирается максимально возможным, при котором еще не нарушается устойчивая работа усилителя. Амплитуда колебаний устанавливается так, чтобы напряжение на затворе оставалось все время отрицательным.

Индуктивность в цепи истока. Эта индуктивность должна быть такой, чтобы ее сопротивление на рабочей частоте было значительно больше сопротивления емкости конденсатора C_2. В данном случае подходящей будет индуктивность около 10 мГн.

Глава девятая

ГЕНЕРАТОРЫ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Если коэффициент усиления в контуре обратной связи генератора значительно превышает единицу, то выходные колебания перестают быть синусоидальными и приобретают форму прямоугольных импульсов. Генерирование нелинейных колебаний было исследовано Ван дер Полем [48], а соответствующие генераторы получили название релаксаторов.

Наиболее важным классом релаксационных генераторов является семейство мультивибраторов, которые делятся на следующие три основные группы:

1) астабильные мультивибраторы (АМВ), которые не имеют ни одного устойчивого состояния;

2) моностабильные мультивибраторы (ММВ), которые имеют одно устойчивое состояние;

3) бистабильные мультивибраторы (БМВ), имеющие два устойчивых состояния.

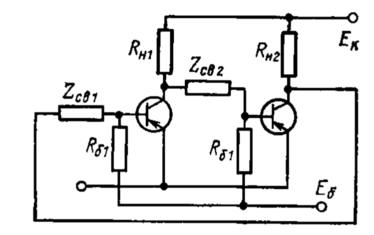


Рис. 9-1. Двухкаскадный усилитель с положительной обратной связью (вид сопротивлений связи $Z_{св1}$ и $Z_{св2}$ определяет класс мультивибратора).

Каждый из трех типов мультивибраторов можно рассматривать как двухкаскадный усилитель (рис. 9-1), выход которого замкнут на вход.

9-1. ОБЗОР МУЛЬТИВИБРАТОРОВ

Астабильный мультивибратор. Если в качестве сопротивлений связи используются конденсаторы, а $E_б = 0$, то схема представляет собой астабильный мультивибратор. Так как связь между каскадами осуществляется только по переменному току, мультивибратор не имеет ни одного устойчивого состояния, а выходное напряжение имеет форму прямоугольных импульсов, длительность которых определяется постоянными времени базовых цепей [49]. Перечислим основные случаи применения астабильного мультивибратора [50].

Задающий генератор. Симметричный астабильный мультивибратор можно использовать в качестве синхрогенератора, который вырабатывает импульсы X и Y на каждом из коллекторных выходов (рис. 9-2).

Генератор переменной частоты. Частоты колебаний мультивибратора можно перестраивать электронным способом путем изменения напряжения $E_б$ или механическим способом, изменяя параметры элементов в базовых цепях.

Делитель частоты. Астабильный мультивибратор хорошо работает в режиме синхронизации сигналами, подаваемыми на его вход, и, таким образом, его можно использовать для понижения частоты.

Генерирование гармоник. Выходные колебания мультивибратора претерпевают скачкообразные изменения, поэтому они содержат гармонические составляющие высоких порядков.

Моностабильный мультивибратор. Если одна из цепей связи представляет собой резистор, а другая — конденсатор, то схема мультивибратора будет иметь одно устойчивое состояние. Транзистор с емкостной связью находится в открытом состоянии, а другой транзистор поддерживается в закрытом состоянии благодаря действию резистивной цепи связи и источника $E_б$. При подаче запу-

скающего сигнала мультивибратор вырабатывает один выходной импульс, длительность которого определяется постоянной времени базовой цепи. Моностабильный мультивибратор обычно используется для следующих целей.

Формирование импульсов. Входной импульс с помощью моностабильного мультивибратора можно преобразовать в импульс заданной длительности и амплитуды.

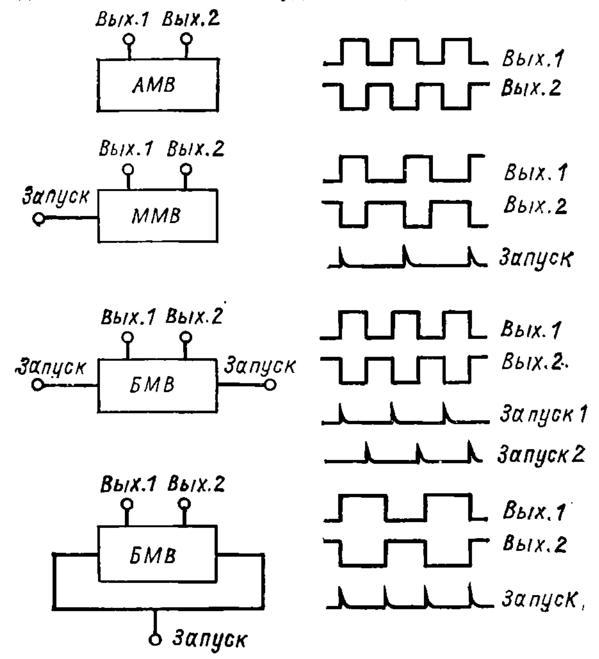


Рис. 9-2. Основные типы мультивибраторов.

Счет импульсов. Схема моностабильного мультивибратора после запуска нечувствительна к последующим запускающим импульсам до тех пор, пока она не возвратится в исходное состояние. Это свойство позволяет использовать моностабильный мультивибратор в качестве счетчика.

Задержка импульсов. Спад выходного импульса мультивибратора можно использовать для задержки относительно входного импульса. Длительность выходных импульсов можно изменять так же, как и в схеме астабильного мультивибратора, поэтому представляется возможность получения переменной задержки.

Бистабильный мультивибратор. Если сопротивления цепей связи в схеме на рис. 9-1 носят чисто резистивный характер, а напряжение $E_б$ таково, что любой из двух транзисторов может быть переведен в состояние отсечки, то могут быть получены условия для работы с двумя устойчивыми состояниями [51]. При этом один из транзисторов находится в открытом состоянии, действуя на второй транзистор таким образом, что тот находится в состоянии глубокой отсечки. В таком устойчивом состоянии устройство может находиться неопределенно длительное время. Для изменения его состояния необходимо подать запускающий сигнал. Из всех типов мультивибраторов бистабильная схема находит самое широкое применение. Важнейшими случаями применения бистабильных мультивибраторов являются следующие [52].

Счет импульсов. Для того чтобы бистабильный мультивибратор привести в исходное состояние, на него требуется подать один за другим два входных сигнала, поэтому мультивибратор можно использовать для деления на два.

Запоминающий элемент. Два различных состояния бистабильного мультивибратора можно обозначить как «нет» (или «0») и «да» (или «1»), и это свойство используетси в схемах сдвиговых регистров.

9-2. РАБОТА ТРАНЗИСТОРОВ В РЕЖИМЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ [53]

Транзисторы с непосредственной связью. В схеме на рис. 9-3,*а* транзисторы T_1 и T_2 имеют типовые характеристики, показанные на рис. 9-3, *б*. Когда транзистор T_1 находится в открытом состоянии, T_2 закрыт, так как напряжение на коллекторе первого транзистора оказывается меньше напряжения, при котором второй транзистор может открываться.

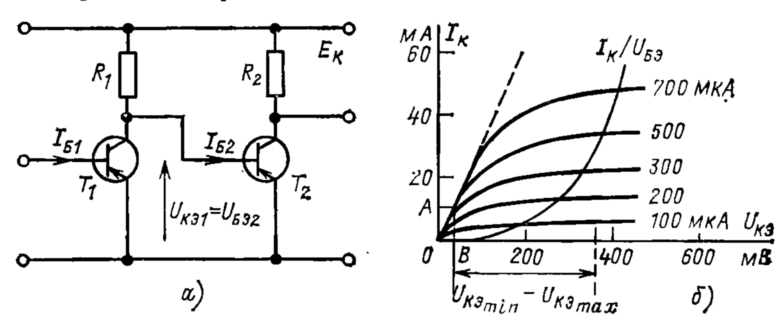
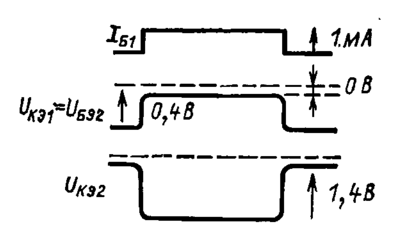


Рис. 9-3. Транзисторы с непосредственной связью.

Если в цепи базы транзистора T_1 протекает ток 1 мА, а ток коллектора равен $E_К/R_1 = 10$ мА, то напряжение на коллекторе приблизительно равно 30 мВ. Это напряжение меньше $U_{БЭ}$, при котором открывается транзистор T_2. Если ток в цепи базы транзистора T_1 станет равным нулю, то напряжение на его коллекторе будет стремиться приблизитьси к $E_К$, но на базе транзистора T_2 напряжение будет удерживаться равным примерно 0,4 В. Основная часть тока, протекавшего ранее через коллектор транзистора T_1, теперь будет протекать через базу транзистора T_2. Таким образом, хотя имеется передача тока от T_1 к T_2, напряжение на коллекторе T_1 изменится менее чем на 0,4 В. Это уже рассматривалось ранее при анализе усилителя с непосредственной связью. Получаемая форма напряжений показана на рис. 9-4.

Транзисторы с резисторной связью. В случае, когда требуется получить пределы изменения напряжения на коллекторе больше,

чем это возможно при непосредственной связи, коллектор транзистора T_1 можно присоединить к базе транзистора T_2 через резистор. Это позволяет уменьшить базовый ток $I_{Б2}$ до значения, которое достаточно для переключения транзистора T_2, но не вызывает слишком большого падения напряжения на резисторе R_1. Тогда, если



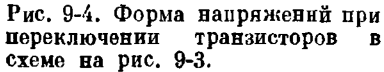


Рис. 9-4. Форма напряжений при переключении транзисторов в схеме на рис. 9-3.

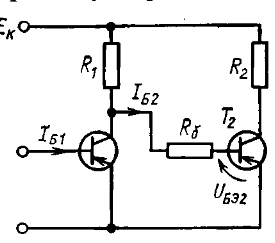


Рис. 9-5. Применение резисторной связи, которое позволяет получить большие пределы изменения напряжения на коллекторе транзистора T_1.

пренебречь величинами $U_{БЭ2}$ и $I_{Б2}R_1$, из рис. 9-5 можно найти ток $I_{Б2}$:

$$I_{Б2} \approx E_К/R_б. \tag{9-1}$$

Обычно сопротивление резистора $R_б$ выбирается таким, чтобы напряжение на коллекторе транзистора было минимальным. Этим

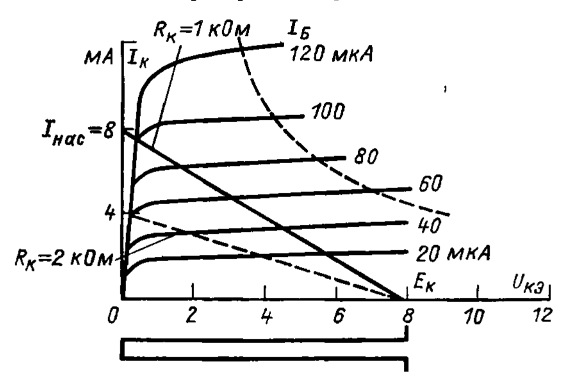


Рис. 9-6. Определение тока базы, необходимого для перевода транзистора в состояние, близкое к насыщению.

задается определенный уровень переключения (порядка 50 мВ) и, кроме того, обеспечивается небольшая рассеиваемая мощность транзистора. Обращаясь к характеристикам транзистора (рис. 9-6), находим, что при $R_К = 1$ кОм для получения условий работы транзистора, близких к режиму насыщения, требуется ток базы приблизительно 120 мкА. При этом значение необходимого базового тока

зависит от тока коллектора. При более высоком сопротивлении резистора в цепи коллектора ток базы, необходимый для получения малого напряжения на коллекторе, будет меньше.

Режим насыщения. Максимальный ток, который может протекать через коллектор транзистора, является током насыщения при минимальном напряжении $U_{КЭ}$ ($U_{КЭ} \approx 0$). Таким образом, $I_{нас} \approx E_К/R_К$. При работе в режиме насыщения пределами выходного напряжения и тока являются $U_{КЭ} \approx 0$, $I_К = I_{нас}$, $U_{КЭ} \approx E_К$ и $I_К = I_{КЭО} \approx 0$. Мощность, рассеиваемая коллектором, будет незначительна при любом из этих условий. Ток коллектора равен:

$$I_К = I_{КЭО} + h_{21Э} I_Б, \tag{9-2}$$

где $h_{21Э}$ — коэффициент передачи тока для большого сигнала. Таким образом, выражение $I_Б = I_{нас}/B$ определяет базовый ток, который требуется для работы транзистора в режиме насыщения. Условия насыщения быстрее достигаются, если использовать транзисторы с минимальной величиной $h_{21Э}$.

9-3. СКОРОСТЬ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

С момента включения транзистора и до перехода в режим насыщения он должен пройти через три различных состояния:

1. Транзистор закрыт. Переход база-эмиттер смещен в обратном направлении, и в цепи коллектора протекает лишь незначительный ток утечки $I_К = I_{КЭО}$.

2. Транзистор работает в активной области: $I_К = I_{КЭО} + h_{21Э} I_Б$.

3. Транзистор работает в режиме насыщения: $I_К = I_{нас}$.

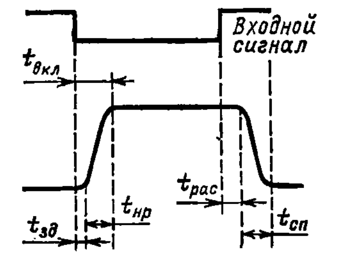


Рис. 9-7. Переключение транзистора при подаче на его вход прямоугольного импульса ($t_{вкл}$ — время включения, $t_{зд}$ — время задержки, $t_{нр}$ — время нарастания, $t_{рас}$ — время рассасывания накопленного заряда, $t_{сп}$ — время спада).

Для перехода транзистора из выключенного состояния в состояние насыщения требуется определенное время, в течение которого транзистор последовательно проходит все три указанных состояния. Это время называют временем включения транзистора.

Для включения транзистора требуется, чтобы заряд был введен в область базы, а для выключения, наоборот, заряд необходимо удалить из базы. Скорость переключения транзистора связана с временем протекания этих процессов. Увеличение тока базы для обеспечения заряда в базовой области сверх того, который необходим для режима насыщения, называют током перенасыщения. Перенасыщение уменьшает время включения транзистора, но в об-

щем случае увеличивает время включения из-за накопления носителей в области базы (рис. 9-7). Применение тока перенасыщения позволяет переводить в режим насыщения ($U_{КЭ} \approx 0$) даже транзисторы с очень малым коэффициентом передачи тока.

Для того чтобы ускорить введение зарядов и вывод их из базовой области, обычно шунтируют резистор связи ускоряющим конденсатором. Чтобы обеспечить требуемый заряд, эта емкость должна быть достаточно велика, но не настолько, чтобы привести к увеличению времени переключения из-за большого периода перезаряда.

9-4. БИСТАБИЛЬНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР

На рис. 9-8 представлена симметричная схема с коллекторно-базовыми связями. В устойчивом состоянии требуется, чтобы при открытом транзисторе T_1 транзистор T_2 находился в закрытом состоянии. Транзисторы, показанные на схеме, *p-n-p* типа, поэтому положительный запускающий импульс, подаваемый на базу транзистора T_1, переводит его в закрытое состояние. В результате отрицательное напряжение с коллектора T_1 передается на базу транзистора T_2 и открывает его. Это состояние (T_2 — открыт, а T_1 — закрыт) сохраняется до подачи на базу транзистора T_2 следующего запускающего импульса.

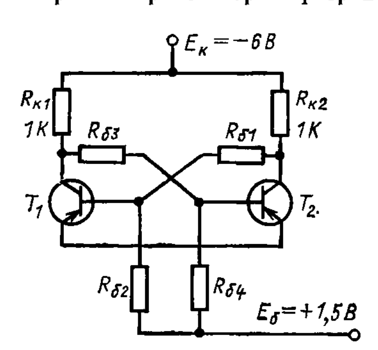


Рис. 9-8. Схема симметричного бистабильного мультивибратора с коллекторно-базовыми связями.

Принципы проектирования. Выбор параметров элементов схемы должен осуществляться с учетом некоторых компромиссов. Так как в открытом состоянии транзисторы находятся в области насыщения, амплитуда выходного напряжения не зависит от сопротивления резистора в цепи коллектора. Следовательно, выбор сопротивления этого резистора должен осуществляться с учетом, с одной стороны, снижения тока, а с другой — повышения скорости переключения.

Для работы схемы ускоряющие конденсаторы не являются необходимыми, однако их применяют в тех случаях, когда требуется получить малое время нарастания. Емкости этих конденсаторов должны выбираться таким образом, чтобы постоянная времени цепи связи (ускоряющий конденсатор с резистором связи) была равна постоянной времени входной цепи транзистора, т. е. $r_{б'э}C_{вх}$. Если емкость ускоряющего конденсатора больше, то время нарастания уменьшается, но при этом появляется выброс на вершине импульса.

Применение положительного смещения в цепи базы $E_б$ позволяет уменьшить время переключения по сравнению с тем, которое имеет место в режиме насыщения транзисторов. Если цепь смещения имеет значительно большее сопротивление по сравнению с сопротивлением коллекторного резистора, то можно считать, что напряжение на коллекторе имеет один из двух уровней: $E_К$ или 0 В, в зависимости от того, закрыт или открыт транзистор. Таким образом, при открытом транзисторе T_1 $U_{К1} \approx 0$, а напряжение на базе второго транзистора

$$U_{Б2} = E_б \frac{R_4}{R_3 + R_4} \tag{9-3}$$

должно быть достаточным для поддержания транзистора T_2 в закрытом состоянии. При закрытом транзисторе T_1 $U_{К1} \approx E_К$, а $U_{Б2}$ приблизительно равно —0,3 В, что обеспечивает открытое состояние транзистора T_2.

Выбор транзисторов. При выборе транзисторов главным образом следует учитывать требуемую скорость переключения. С приемлемой для практики точностью можно руководствоваться следующим правилом: если $f_т$ — частота, на которой модуль коэффициента передачи $h_{21э} = 1$, то транзистор вполне может обеспечить частоту переключения порядка $f_т/10$.

Основные этапы проектирования следующие:

1. Выбрать сопротивления коллекторных резисторов, при которых обеспечивается требуемый ток насыщения.
2. Построить линию нагрузки на характеристиках транзистора и определить ток базы, соответствующий режиму насыщения.
3. Рассчитать сопротивления резисторов связи и смещения и выбрать подходящую емкость ускоряющего конденсатора.

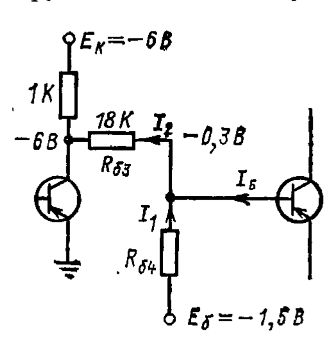


Рис. 9-9. Схема для расчета резисторов связи.

Пример проектирования 9-1. Требуется рассчитать схему бистабильного мультивибратора, которая может работать на частотах до 250 кГц. Выберем транзистор типа 2G301, имеющий частоту $f_т$ = 0,3—6 МГц и напряжения источников питания $E_к$ = = —6 В и $E_б$ = +1,5 В. Сопротивления коллекторных резисторов $R_{к1} = R_{к2}$ = 1 кОм обеспечивают ток насыщения $E_к/R_к$ = = 6 мА. Если провести линию нагрузки на характеристиках транзистора, как показано на рис. 9-6, то можно определить ток базы, обеспечивающий режим насыщения транзистора, $I_Б$ = 100 мкА. Для того чтобы обеспечить режим насыщения в транзисторах с малым коэффициентом передачи по току, выберем ток базы, равный 200 мкА.

Резисторы в цепи смещения. Источник положительного смещения должен обеспечивать максимальный ток утечки $I_{КБО}$ = 60 мкА (согласно паспортным данным транзистора). Тогда

$$R_{б2} = R_{б4} = E_б/I_{КБО} = 1{,}5/(60 \cdot 10^{-6}) = 25 \text{ кОм}.$$

Выбираем стандартные резисторы по 22 кОм.

Резисторы связи. При положительном смещении на базе через резистор $R_{б4}$ протекает ток I_1 = 0,08 мА (рис. 9-9). Но $I_2 = I_Б +$

$+ I_1 = 0{,}28$ мА, следовательно, $R_{б3} = E_к / I_2 = 6/(0{,}28 \cdot 10^{-3}) \approx$ ≈ 21 кОм.

Полученное значение является максимальным для $R_{б1}$ и $R_{б3}$. Его можно уменьшить, имея в виду колебания напряжения источника питания и неточность номиналов резисторов. Поэтому выбираем сопротивления резисторов $R_{б1}$ и $R_{б3}$ по 18 кОм.

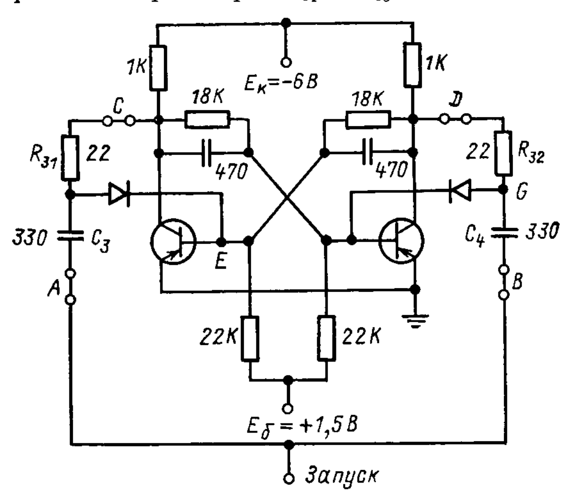


Рис. 9-10. Окончательная схема бистабильного мультивибратора.

Ускоряющие конденсаторы. Оптимальную емкость ускоряющих конденсаторов можно легко вычислить. Для выбранных транзисторов она равна 470 пФ.

Окончательная схема мультивибратора с цепями запуска показана на рис. 9-10.

9-5. ЗАПУСК БИСТАБИЛЬНЫХ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ

Для изменения состояния бистабильного мультивибратора в цепи запуска обычно используются диоды. Транзистор, находящийся в открытом состоянии, открывает диод, присоединенный к его базе и, наоборот, закрытый транзистор поддерживает диод в его базовой цепи в закрытом состоянии. Таким образом, в первом случае база транзистора воспринимает положительные импульсы, которые переводят транзистор в закрытое состояние и изменяют состояние всей схемы на обратное.

Иногда на практике, например, в схемах сдвиговых регистров, смещение на диоды подается от других каскадов. При этом цепи запуска должны быть разомкнуты в точках C и D (см. рис. 9-10). В других случаях требуется осуществлять запуск мультивибратора входными импульсами, поступающими по двум каналам. Если разомкнуть цепь запуска в точках A и B, то только первый импульс одного канала переведет схему в противоположное состояние, а последующий запуск будет осуществляться от другого канала. Форма колебаний в схеме, работающей в качестве двоичного счетчика, показана на рис. 9-11, *а*. На рис. 9-11, *б* показаны соединение двоичных элементов, образующее четырехкаскадный двоичный счетчик,

Рис. 9-11. Форма напряжений в схеме рис. 9-10 (*а*) и четырехкаскадный двоичный счетчик (*б*).

и форма напряжений на каждом из его каскадов. Применение обратных связей, показанных пунктирными линиями, позволяет преобразовать счетчик в десятичный.

Входные конденсаторы C_3 и C_4

Конденсаторы C_3 и C_4 необходимы для переключения транзисторов в закрытое состояние путем подачи положительных запускающих импульсов. Емкость этих конденсаторов должна обеспечивать нормальный запуск схемы, а также не ограничивать частоту повторения запускающих импульсов. Для того чтобы при выключении транзистора быстрее удалить заряд из базовой области, емкость конденсатора должна быть достаточно большой, но в то же время емкость не должна быть настолько велика, чтобы не разрядиться до прихода следующего запускающего импульса.

9-6. ДРУГИЕ СПОСОБЫ ЗАПУСКА

Подача запускающих импульсов на коллекторы. В схеме на рис. 9-12, если транзистор T_1 открыт, на диод $Д_1$ подается обратное смещение. Следовательно, запускающие импульсы поступают на коллектор транзистора T_2 и оттуда через цепочку связи на базу транзистора T_1. Этот метод обладает преимуществом, которое состоит в том, что нужен только один входной конденсатор. Но следует иметь в виду, что при этом методе требуется подавать запускающие импульсы большей амплитуды.

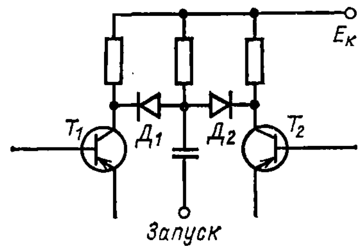


Рис. 9-12. Схема запуска подачей импульсов на коллекторы транзисторов.

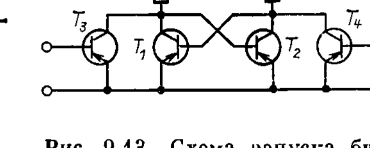


Рис. 9-13. Схема запуска бистабильного мультивибратора через транзисторы.

Подача запускающих импульсов на коллекторы через транзисторы. Такой метод запуска часто применяется в логических схемах с непосредственной связью. Схема запуска через транзисторы показана на рис. 9-13. Отрицательное напряжение, приложенное к базе транзистора T_3 или T_4, переводит закрытый транзистор бистабильного мультивибратора в открытое состояние. Однако это напряжение не оказывает никакого влияния на открытый транзистор. Путем незначительных изменений схемы на рис. 9-13 можно преобразовать в другую, которая показана на рис. 9-14. Предположим, что в исходном состоянии транзистор T_1 открыт, а T_2 закрыт. Так как нормальное состояние транзистора T_5 закрытое, конденсатор C_1 заряжен до минимального напряжения на коллекторе открытого транзистора, а C_2 — до максимального напряжения на коллекторе, равного 0,4 В. Подача запускающего сигнала на базу транзистора T_5 переведет его в открытое состояние, благодаря чему эмиттеры транзисторов T_3 и T_4 фактически окажутся присоединенными к нулевой шине. Таким образом, напряжение на конденсаторе C_2 окажется приложенным между базой и эмиттером транзистора T_4; T_4 откроется, что в свою очередь обеспечит закрывание транзистора T_1 и открывание транзистора T_2.

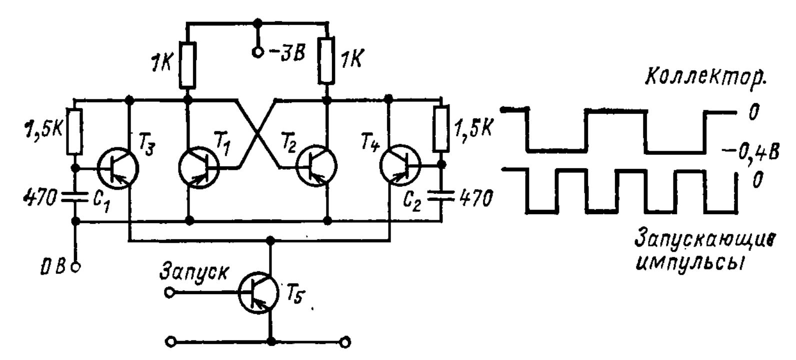


Рис. 9-14. Модификация схемы на рис. 9-13, обеспечивающая счетный запуск.

9-7. БИСТАБИЛЬНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ

Положительное смещение на базы транзисторов бистабильного мультивибратора может быть подано включением общего эмиттерного резистора, шунтированного конденсатором, как показано на рис. 9-15. Чтобы сохранить те же условия, что и в предыдущем примере, увеличим напряжение коллекторного источника $E_К$ от —6 до —7,5 В. Так как ток коллектора равен 6 мА,

$$R_э = E_б/I_Э = 1{,}5/(6 \cdot 10^{-3}) = 250 \text{ Ом}.$$

Время переключения составляет приблизительно 1 мкс, а постоянная времени $C_эR_э$ должна быть по крайней мере в 10 раз больше. Положим $C_эR_э = 10$ мкс, тогда $C_э = 10^{-5}/250 = 4 \cdot 10^{-9}$ Ф. Выбираем стандартное значение 0,047 мкФ.

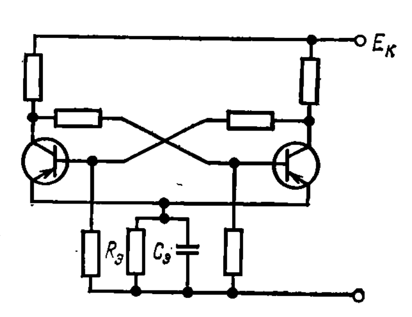


Рис. 9-15. Подача смещения на базы транзисторов с помощью эмиттерного резистора $R_э$.

Если эмиттерный резистор не шунтировать конденсатором, то можно использовать эмиттерную связь и, следовательно, удалить из схемы одну из коллекторно-базовых цепей связи. Тогда схема принимает вид, изображенный на рис. 9-16. Регенеративный контур в этом случае состоит из каскада с общим коллектором, на транзисторе T_1, который управляет каскадом с общей базой на транзи-

сторе T_2; на T_1 с транзистора T_2 подана обратная связь с помощью резисторов $R_{б3}$ и $R_{б4}$. Коллектор транзистора T_2 непосредственно не входит в контур обратной связи, поэтому сопротивление резистора $R_{к2}$ может быть меньшим по сравнению с $R_{к1}$.

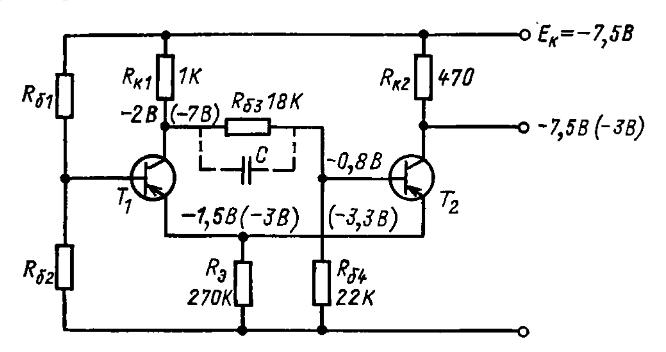


Рис. 9-16. Схема мультивибратора с эмиттерной связью. Напряжения, показанные в скобках, относятся к состоянию схемы, когда транзистор T_2 открыт.

Когда транзистор T_1 открыт, транзистор T_2 закрыт, так как на его базе имеется положительное напряжение относительно напряжения на эмиттере. При открытом транзисторе T_2 через резистор $R_э$ протекает больший ток, который закрывает транзистор T_1. Напряжение на базе закрытого транзистора T_1 становится более

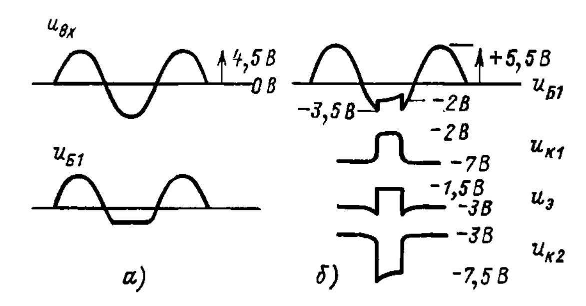


Рис. 9-17. Типовая форма напряжений в схеме на рис. 9-16.

отрицательным, так как через него в этом случае протекает только ток утечки. Если это напряжение станет равным —2 В, то напряжение на эмиттере должно быть около —3 В для того, чтобы обеспечить закрытое состояние эмиттерно-базового перехода. Таким образом, $I_{э2} = U_э/R_э = 3/270 \approx 10$ мА. При $R_{к2} = 470$ Ом выходное напряжение изменяется от —7,5 до — 3 В. У такой схемы коэффициент передачи в контуре обратной связи меньше единицы на нулевой частоте, следовательно, она не будет переключаться из одного состояния в другое. Фактически она работает как усилитель, выходное напряжение которого ограничено пределами —7,5 (закрытое состояние) и —3 В (открытое состояние).

При достаточно большой емкости на высоких частотах схема имеет коэффициент передачи больше единицы и будет переключаться входными сигналами из одного состояния в другое. Коэффициент передачи можно увеличить также путем применения более высоких сопротивлений резисторов $R_{к1}$ и $R_э$. Если емкость C будет составлять приблизительно 0,01 мкФ, то схема будет эффективно работать как триггерное устройство. Типовая форма напряжений при работе этой схемы в непереключающем (*а*) и переключающем (*б*) режимах показана на рис. 9-17.

9-8. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИММЕТРИЧНОГО БИСТАБИЛЬНОГО МУЛЬТИВИБРАТОРА В КАЧЕСТВЕ ТРИГГЕРА

Симметричный бистабильный мультивибратор можно использовать в качестве триггера. Для того чтобы перевести транзистор во включенное состояние, входное напряжение необходимо повысить до такого значения, при котором он откроется. И, наоборот, для закрытия транзистора входное напряжение необходимо уменьшить

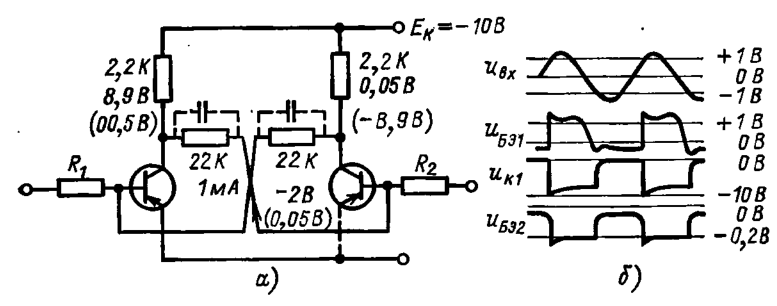


Рис. 9-18. Использование симметричного бистабильного мультивибратора в качестве триггера.

до уровня отсечки. Запуск мультивибратора на рис. 9-18, *а* может осуществляться соответствующим напряженяем, подаваемым на ту или другую базу, т. е. —0,3 В для перевода *p-n-p* транзистора в открытое состояние или 0 В — для перевода в закрытое состояние. Форма напряжений при синусоядальном входном сигнале показана на рис. 9-18, *б*.

9-9. БИСТАБИЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ДОПОЛНЯЮЩИМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

Если на транзисторы *p-n-p* и *n-p-n* типов в схеме на рис. 9-19 подать соответствующие напряжения, то она будет иметь коэффициент передачи тока больше единицы и не будет инвертировать сигнал. Следовательно, такое устройство по своему действию аналогично точечно-контактному транзистору и может иметь отрицательное сопротивление со стороны входа. Оно может использоваться в виде, показанном на рис. 9-20. Когда транзистор T_1 закрыт,

$U_{К1} = -E$, а напряжение $U_{БЭ2}$ слишком мало для того, чтобы перевести транзистор T_2 в открытое состояние. Следовательно, оба транзистора закрыты. При открытом транзисторе T_1 напряжение $U_{К1} \approx +E$ и транзистор T_2 также будет открыт.

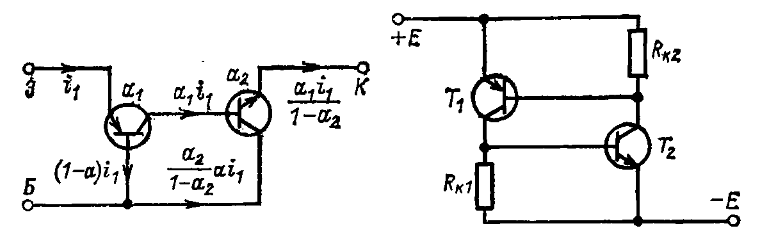


Рис. 9-19. Устройство на транзисторах *p-n-p* и *n-p-n* типов, которое обеспечивает усиление тока без инвертирования сигнала.

Рис. 9-20. Использование дополняющих транзисторов для построения регенеративного контура.

Схема, в которой использована такая комбинация дополняющих транзисторов, показана на рис. 9-21. Если входное напряжение превысит уровень опорного напряжения $U_{оп}$, то оба транзистора скачком переходят в открытое состояние. Через резистор в цепи эмиттера $R_э$ будет протекать ток, и напряжение $U_{Э1}$ уменьшится приблизительно до 3 В. Дальнейшее уменьшение $U_{Э1}$ приведет к тому, что транзистор T_1 начнет закрываться, в результате чего оба транзистора скачком перейдут в закрытое состояние.

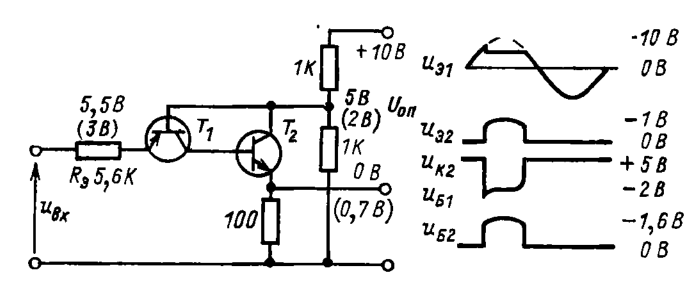


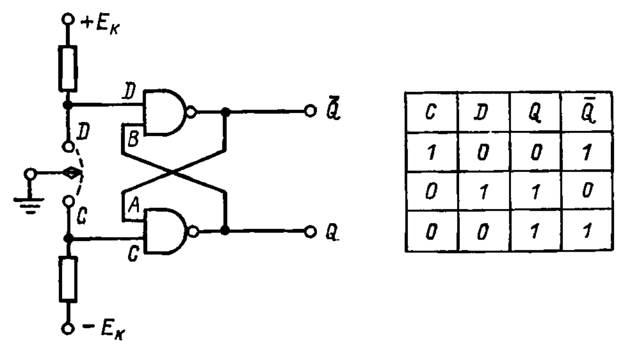
Рис. 9-21. Бистабильная схема на дополняющих транзисторах.

В таком устройстве с эмиттера транзистора T_2 можно получать сравнительно большие импульсы тока. Так как во входной цепи происходит увеличение тока при уменьшении напряжения, устройство обладает отрицательным сопротивлением. В случае слишком большого сопротивления $R_э$, коэффициент передачи может уменьшиться настолько, что устройство перестанет работать в режиме переключения.

9-10. БИСТАБИЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА В ИНТЕГРАЛЬНОЙ ФОРМЕ

Простейшим видом бистабильных элементов являются запирающие устройства, но область их применения ограничена. Наиболее широкое применение находят триггеры типов D и J-K, имеющие обозначения SN7474 и SN7476 соответственно.

Устройство R-S типа. Простое устройство запрета может быть построено на двух схемах НЕ-И, которые соединяются так, как показано на рис. 9-22. На выходе схемы НЕ-И будет логический «0» (низкий уровень напряжения) лишь в том случае, если на всех его входах имеется логическая «1» (высокий уровень напряжения). Если на одном из входов имеется логический «0», то на выходе будет логическая «1». Устройство действует как переключатель от механического контакта. Если контакт мгновенно замкнуть на вход D, то этот вход перейдет в состояние «0», а выход $\bar{Q}$ в состояние «1».



C	D	Q	Q̄
1	0	0	1
0	1	1	0
0	0	1	1

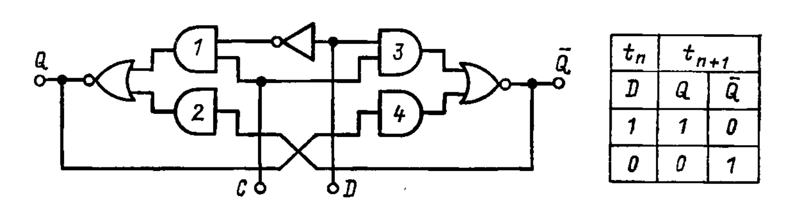
Рис. 9-22. Запирающая схема *R-S* типа, построенная из двух элементов НЕ — И, и таблица соответствия.

С учетом цепей обратной связи это означает, что входы A и C будут находиться в состоянии «1», а выход Q перейдет в состояние «0». Так как вход B теперь находится в состоянии «0», а выход $\bar{Q}$ остается в состоянии «1», то последующие сигналы, подаваемые на вход D, не будут оказывать воздействия на схему. Такое состояние, когда на выходе Q имеется низкий, а на выходе $\bar{Q}$ высокий уровень, будет сохраняться до тех пор, пока ключ на входе не переведет вход C в состояние «0». Тогда устройство изменит свое состояние: вход Q перейдет в состояние «1», а $\bar{Q}$ — в состояние логического «0».

Заметим, что при отсутствии внешних резисторов, если на входах C и D имеется логический «0», оба выхода перейдут в состояние логической «1» и останутся в этом состоянии. Однако если на входах C и D имеется логическая «1», то оба выхода Q и $\bar{Q}$ должны бы перейти в состояние «0», но из-за цепей обратной связи в этом случае состояние выходов будет неопределенным. Последнее обстоятельство и является главной причиной ограниченного применения устройств R-S типа.

Бистабильное устройство запрета. Схематическое изображение одного элемента бистабильной схемы типа SN7475, состоящей из четырех элементов, показано на рис. 9-23. Один элемент состоит из четырех схем И, двух схем НЕ-ИЛИ и одного инвертора. На вы-

ходе схемы НЕ-ИЛИ будет логический «0» в случае, когда хотя бы на одном из ее входов имеется логическая «1». Таким образом, если выход Q находится в состоянии логической «1», то обратная связь и схема *4* обеспечат такое состояние, что на выходе $\bar{Q}$ будет иметь место логический «0». Предположим, что такое состояние является исходным, а на входе D имеется логический «0». Работу схемы можно исследовать, подавая запускающие импульсы на вход C, тем самым изменяя его состояние от «0» к «1» и наоборот.



t_n	t_{n+1}	
D	Q	$\bar{Q}$
1	1	0
0	0	1

Рис. 9-23. Схематическое изображение одного элемента схемы типа SN7475 и таблица соответствия.

Так как состояние входа C изменяетси от «0» к «1», оба входа элемента *1* переходят в состояние «1» и на его выходе также будет «1». Выход Q переключается в состояние «0» и выход элемента *4* также переходит в «0». Таким же образом, если на входе D имеется логический «0», то выход элемента *3* будет в состоянии логического «0», а выход Q перейдет в состояние «1». Когда вход C вернется в состояние «0», логическая «1», подаваемая с выхода $\bar{Q}$ через обратную связь и элемент *2*, поддерживает выход Q в состоянии «0». Работа схемы описывается таблицей соответствия на рис. 9-23, где t_n — состояние перед подачей запускающего импульса, t_{n+1} — состояние после действия запускающего импульса. Заметим, что включение инвертора обеспечивает различие входов на элементы *1*, *3* и неопределенное состояние, как это было в предыдущем случае, возникнуть не может.

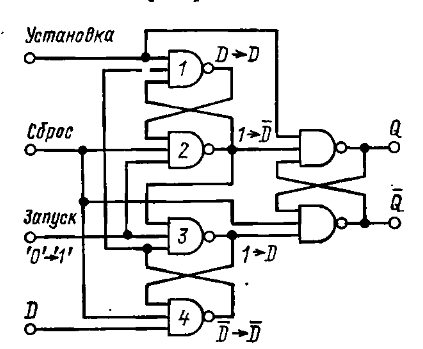


Рис. 9-24. Упрощенная схема D триггера серии SN7474.

Триггер типа *D*. Действие триггера поясняется с помощью упрощенной схемы типа SN7474, показанной на рис. 9-24. Она состоит из трех связанных между собой *R-S* схем. Если вход, на который поступают данные, находится в состоянии «D», а вход, на который подаются запускающие импульсы, имеет исходное состояние «0», то выходы элементов *1—4* будут находиться в состояниях «D», «1», «1» и «$\bar{D}$» соответственно, где $\bar{D} = 0$, если $D = 1$, и наоборот. Если запускающий вход перейдет в состояние «1», то

выходы элементов *1* и *4* останутся без изменения, выход элемента *2* перейдет в состояние «$\bar{D}$», а выход элемента *3* перейдет в «D», как показано на схеме. В результате уровень с входа «D» будет передан на выход Q, а на выходе $\bar{Q}$ будет состояние «$\bar{D}$».

При использовании в счетчиках и регистрах сдвига (рис. 9-25) уровень на входе D постоянно изменяется между логическими «1» и «0», и в этих случаях может происходить ложный запуск. На

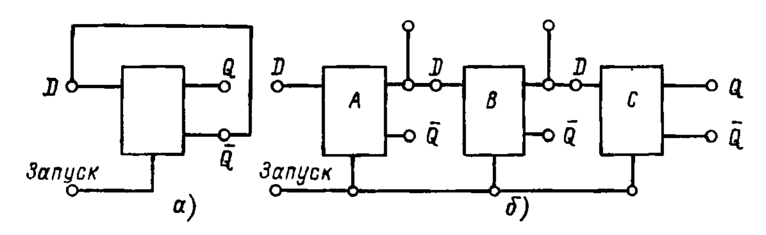


Рис. 9-25. Применение триггера D типа в качестве двоичного счетчика (*а*) и сдвигового регистра (*б*).

рис. 9-26 показан фронт запускающего импульса и выделены три различные области. В области перехода между 0,8 и 2,0 В элемент работает в линейном режиме, и в пределах этой области данные передаются с входа на выход. Реальное напряжение, при котором происходит передача, зависит от времени задержки распространения сигнала индивидуально каждого элемента и имеет типовое значение 1,4 В. Если изменение уровня происходит в пределах этой области, выход может переключаться в неопределенное состояние. Чтобы устранить ошибочные запуски подобного вида с учетом времени задержки распространения сигнала конкретных элементов, рекомендуется применять запускающие импульсы с временем нарастания не более 25 нс.

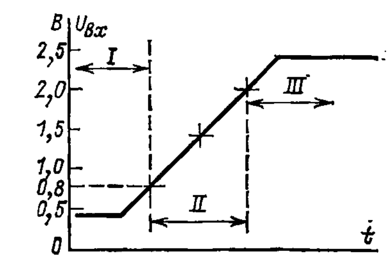


Рис. 9-26. Фронт запускающего импульса.

I — область установления; *II* — область перехода; *III* — область удержания.

Триггер типа *J-K*. В сдвиговом регистре, показанном на рис. 9-25, *б*, все три бистабильные схемы запускаются одновременно. Таким образом, если на входе каскада A имеется «1», а выходы Q каскадов A, B и C имеют исходные состояния «0», «1» и «0» соответственно, то после подачи одного запускающего импульса эти выходы перейдут в состояния «1», «0» и «1». Представленное таким образом двоичное число сдвинется в регистре на один разряд. Однако, как уже указывалось, реальный уровень входного напряжения, при котором изменяется выходное состояние данного элемента, может отличаться от уровней переключения аналогичных элементов. Следовательно, нельзя считать, что все бистабильные элементы регистра срабатывают одновременно. Таким образом,

если элемент A изменяет состояние раньше, чем элемент B, то на вход элемента B вместо логического «0» поступит «1». В результате после действия одного запускающего импульса на трех выходах Q вместо «101» появится ошибочное число «111». Для исключения таких ошибок необходимо обеспечить способ запоминания правильных данных на входе каждого бистабильного элемента в течение интервала времени, когда происходит запуск. Способ, в котором

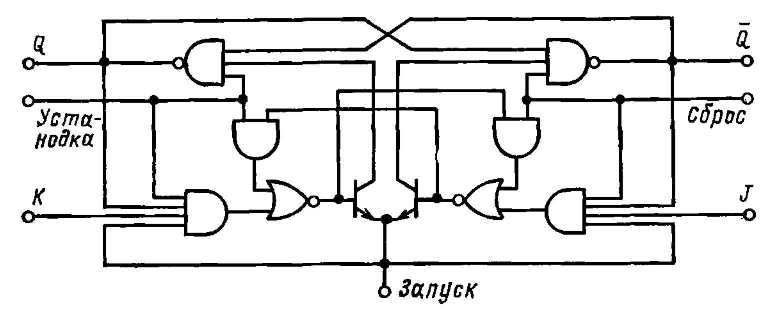
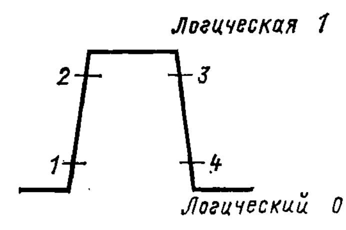


Рис. 9-27. Функциональная схема одного элемента J-K триггера типа SN7476.

используются принципы ведущей и ведомой схемы, применен в стандартном двойном триггере типа SN7476. Схема одного каскада этого триггера изображена на рис. 9-27. Два элемента НЕ-ИЛИ с перекрестными связями образуют ведущую схему, а два элемента НЕ-И — ведомую выходную схему. Если сигнал, поступающий на входы J и K элементов И, представляет собой запускающий



t_n		t_{n+1}
J	K	Q
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}_n$

Рис. 9-28. Запускающий импульс, иллюстрирующий последовательность переключения, и таблица соответствия J-K триггера.

сигнал, то этот сигнал управляет входами ведущей секции. Состояние транзисторов, которые связывают ведущую секцию с ведомой, определяется напряжениями на их базах. Эти напряжения задаются с элементов НЕ-ИЛИ в сочетании с напряжениями на эмиттерах транзисторов, задаваемых источником запускающих импульсов. Значит, запускающие импульсы также определяют состояние этих двух транзисторов и, следовательно, связь между двумя секциями.

На рис. 9-28, *а* показан запускающий импульс. При уровне, соответствующем логической «1», ведомая секция оказывается изолированной от ведущей. В зависимости от уровней сигналов в точках Q, $\bar{Q}$, J и K при уровне *2* запускающего импульса один из входов элементов И оказывается открытым и данные могут быть введены через входы J и K в ведущую секцию. При уровне *3* входы J и K блокируются, а при уровне *4* данные передаются от ведущей к выходной ведомой секции. Таблица соответствия бистабильного элемента подобного типа представлена на рис. 9-28. Заметим, что изменение входных данных до того, как произойдет блокировка входов J и K, может привести к появлению ошибочного выходного сигнала. Поэтому в течение интервала времени, когда уровень запускающего импульса соответствует логической «1», важно сохранить на входе правильные данные.

В схеме SN7476 предусмотрена возможность установки и сброса данных. Подача на вход *Установка* на короткое время уровня, соответствующего логическому «0», устанавливает на выходе состояние логической «1». Аналогично подача отрицательного импульса на вход *Сброс* позволяет перевести выход Q в состояние логического «0». Следовательно, для нормальной работы сдвигового регистра входы *Установка* и *Сброс* должны находиться в состоянии, соответствующем логической «1». Способы осуществления этого описаны в гл. 11.

9-11. МОНОСТАБИЛЬНЫЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Моностабильные мультивибраторы, как правило, применяются для формирования и задержки импульсов. В качестве времязадающих элементов в большинстве случаев используются резисторы и конденсаторы, хотя иногда применяют катушки и резисторы.

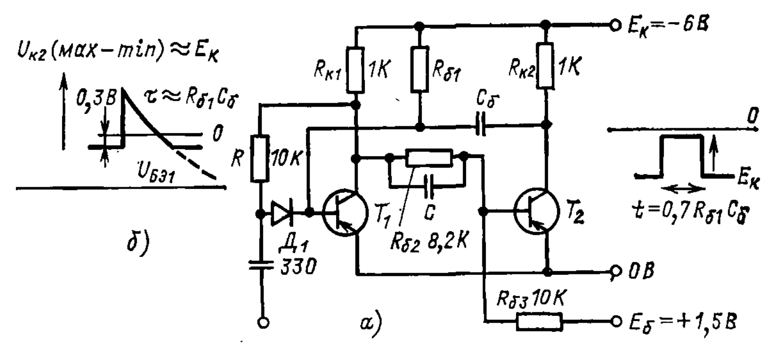


Рис. 9-29. Схема моностабильного мультивибратора с коллекторно-базовой связью.

Моностабильный мультивибратор с коллекторно-базовой связью. Схема моностабильного мультивибратора с коллекторно-базовой связью приведена на рис. 9-29. Цепочка с коллектора транзистора T_1 через резистор R обеспечивает подачу прямого смещения на диод при открытом состоянии транзистора T_1. Если же транзистор T_1 закрыт, а T_2 открыт, то диод будет закрыт. Таким образом, при подаче положительного сигнала транзистор T_1 переключается из открытого в закрытое состояние. После запуска положительное

изменение напряжения на коллекторе транзистора T_2 передается на базу транзистора T_1. Напряжение на базе транзистора T_1 поддерживается за пределами уровня отсечки в течение времени разряда конденсатора $C_б$ через резистор $R_{б1}$. Когда напряжение на базе транзистора T_1 уменьшится до уровня отсечки, транзистор T_1 снова откроется, а T_2 закроется. Это состояние будет сохраняться до прихода следующего запускающего импульса. Интервал времени, в течение которого транзистор T_1 находится в закрытом состоянии, определяется постоянной времени $C_б R_{б1}$ и практически не зависит от напряжения источников питания.

Принципы проектирования. В исходном состоянии транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт, напряжение на коллекторе T_2 равно $E_к$, а напряжение на коллекторе T_1 близко к нулю. Если напряжение $U_{БЭ1}$ в режиме насыщения обозначить $U'_{БЭ1}$ (равно приблизительно 0,3 В), то напряжение на конденсаторе $C_б$ примерно равно $E_к - U'_{БЭ1}$. После запуска мультивибратора транзистор T_2 открывается и напряжение на его коллекторе снижается до уровня, соответствующего режиму насыщения U_{min2}, т. е. изменение напряжения на коллекторе T_2 равно $E_к - U_{min2}$. Транзистор T_1 при этом находится в закрытом состоянии. Напряжение на конденсаторе возрастает до максимального:

$$U_{max}=(E_к-U'_{БЭ1})+(E_к-U_{min\,2})=2E_к-U'_{БЭ1}-U_{min2}. \quad (9\text{-}4)$$

Конденсатор $C_б$ теперь начнет разряжаться через сопротивление $R_{б1}$ по экспоненциальному закону

$$u=U_{max}\exp(-t/\tau), \quad (9\text{-}5)$$

где постоянная времени $\tau = C_б R_{б1}$. Графически процесс разряда конденсатора показан на рис. 9-29, *б*. Транзистор T_1 снова переходит в открытое состояние, когда

$$u=E_к-U''_{БЭ1}, \quad (9\text{-}6)$$

где $U''_{БЭ1}$ несколько меньше, чем $U'_{БЭ1}$, и примерно равно —25 В. Из трех последних равенств можно получить:

$$E_к-U''_{БЭ1}=(2E_к-U_{min2}-U'_{БЭ1})\exp(-t/\tau). \quad (9\text{-}7)$$

Пренебрегая величинами U_{min2}, $U'_{БЭ1}$ и $U''_{БЭ1}$, получаем $\exp(-t/\tau)\approx 0{,}5$. Следовательно, $t/\tau = \ln 2$ или

$$t=0{,}7C_б R_{б1}. \quad (9\text{-}8)$$

Если резистор $R_{б1}$ присоединить к источнику $E'_б$ вместо $E_к$, то можно показать, что

$$\frac{t}{\tau}=\ln\frac{E_к+E'_б}{E_к}. \quad (9\text{-}9)$$

Таким образом, длительность импульса можно изменять, регулируя напряжение источника $E'_б$.

При выборе сопротивления резистора в цепи коллектора необходимо учитывать противоречивые обстоятельства. Чтобы обеспечить небольшой ток коллектора и малую рассеиваемую мощность, сопротивление в цепи коллектора должно быть сравнительно большим. С другой стороны, для получения малой постоянной времени цепи коллектора, а следовательно, высокого быстродействия, требуется небольшое сопротивление $R_к$. Применение малых сопротивлений $R_к$ имеет и дополнительные преимущества, так как при этом схема становится малочувствительной к внешней нагрузке, а падение напряжения, обусловленное током утечки, будет невелико.

Подача положительного смещения на базу от источника $E_б$ через резистор $R_{б3}$ обязательна только в тех случаях, когда мультивибратор должен работать в широком диапазоне изменений температуры.

Основные этапы проектирования мультивибратора следующие:

1. Выбрать величины $R_к$ и $E_к$, при которых будут обеспечиваться необходимые длительности фронта и спада выходного импульса.

2. Рассчитать ток насыщения, т. е. ток, при котором падение напряжения на резисторе $R_к$ приблизительно равно напряжению источника питания $E_к$.

3. Определить ток базы, соответствующий режиму насыщения, в предположении, что параметр $h_{21э}$ выбранного транзистора имеет минимальное значение.

4. Используя формулу (9-8), рассчитать величины $C_б$ и $R_{б1}$, которые обеспечат получение заданной длительности импульса.

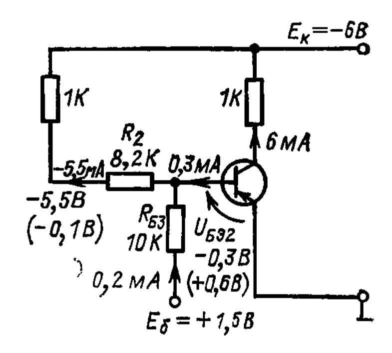


Рис. 9-30. Схема для расчета сопротивлений $R_{б2}$ и $R_{б3}$.

Пример проектирования 9-2. Требуется рассчитать схему моностабильного мультивибратора, длительность выходного импульса которого равна 5 мкс.

При заданной длительности импульса время фронта и спада импульса принимаем приблизительно равным 1 мкс. Выбираем типовые значения $R_к$ = 1 кОм и $E_к$ = —6 В.

Резисторы в базовых цепях. Ток насыщения равен: $I_{нас} = E_к/R_к = 6$ мА. При минимальном значении $B = 20$ $I_Б = I_{нас}/B = 300$ мкА.

а) Для случая, когда на базу не подается положительное смещение, $R'_{б2} = 6/(0{,}3\cdot 10^{-3}) = 20$ кОм. Полученное сопротивление является максимальным. Для того чтобы учесть возможные колебания напряжения источника питания, выберем $R_{б2}$ = 15 кОм.

б) Если на базу подается положительное смещение и $E_б$ = 1,5 В, как показано на рис. 9-30, то выберем $R_{б3}$ = 10 кОм. Тогда при открытом состоянии транзистора T_2 ток через резистор $R_{б3}$ равен: $I_3 = (1{,}5 + 0{,}3)/(10\cdot 10^3) \approx 0{,}2$ мА, а ток через резистор $R_{б2}$ $I_2 = I_Б + I_3 = 0{,}5$ мА. Найдем падение напряжения на резисторе $R_{б2}$: $U_1 = -E_к - I_2 R_к + U_{БЭ} = 6 - 0{,}5 - 0{,}3 \approx 5$ В. Тогда $R_{б2} = U_1/I_2 = 5/0{,}5\cdot 10^{-3} = 10$ кОм. Как и ранее, с учетом возможных колебаний напряжения источника питания выберем стан-

дартное сопротивление 8,2 кОм. Когда транзистор T_1 открыт, напряжение на его коллекторе $U'_{К1} = -0,1$ В. Тогда

$$U_{БЭ2} = E_б - \frac{R_{б3}}{R_{б2}+R_{б3}}(E_б - U'_{К1}) = 1,5 - 0,9 = 0,6 \text{ В}.$$

Следовательно, как и требуется, переход база-эмиттер транзистора T_2 смещен в обратном направлении.

Времязадающая цепочка. В маломощных транзисторах ток базы имеет максимальное значение около 1 мА. Тогда минимальное сопротивление $R_{б1}$ равно:

$$R_{б1} = E_к/I_{Б\,max} = 6/(1 \cdot 10^{-3}) \approx 6 \text{ кОм}.$$

Выберем стандартное значение 5,6 кОм.

Из формулы (9-8) находим:

$$C_б = t/(0,7R_{б1}) = 5 \cdot 10^{-6}/(4 \cdot 10^3) = 1250 \text{ пФ}.$$

9-12. МОНОСТАБИЛЬНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

Схема такого мультивибратора изображена на рис. 9-31. В устойчивом состоянии транзистор T_2 находится в режиме насыщения, так как он открыт благодаря току, протекающему через резистор $R_б$. При подаче отрицательного запускающего импульса на базу транзистора T_3 отрицательное напряжение на коллекторах

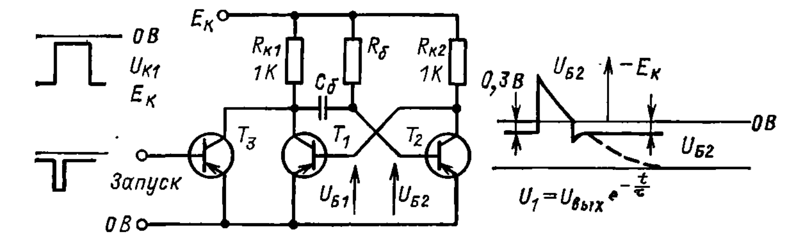


Рис. 9-31. Схема моностабильного мультивибратора с непосредственной связью.

транзисторов T_3 и T_1 уменьшается. Это изменение передается на базу транзистора T_2 через конденсатор $C_б$, который заряжен до напряжения $E_к - U_{БЭ}$. Таким образом, транзистор T_2 закрывается и остается в этом состоянии в течение интервала, который определяется постоянной времени $R_бC_б$. В конце процесса разряда конденсатора $C_б$ транзистор T_2 открывается при напряжении $U_{Б2} \approx -0,25$ В. Как и в предыдущем примере, можно показать, что

$$t = \tau \ln \frac{2E_к - U'_{БЭ}}{E_к - U'_{БЭ}} \qquad (9\text{-}10)$$

или при $E_к \gg U'_{БЭ}$

$$t \approx 0,7C_бR_б. \qquad (9\text{-}11)$$

Например, используем транзистор типа МА240, резистор $R_б = 10$ кОм и конденсатор $C_б = 1000$ пФ. Таким образом, постоянная времени $\tau = 10^{-5}$ с.

Форма напряжений в схеме мультивибратора показана на рис. 9-32. Подставляя заданные величины в формулу (9-10), получаем $t = 10^{-5} \cdot 0,78 \approx 8$ мкс.

Согласно паспортным данным транзистора МА240 при $I_К = 2$ мА и $I_Б = 0,3$ мА напряжение на коллекторе транзистора в режиме насыщения не превышает 10 мВ, а типовое значение этого напряжения составляет 40 мВ.

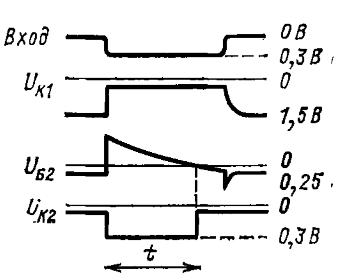


Рис. 9-32. Форма колебаний в схеме на рис. 9-31.

Сопротивление резистора смещения в цепи базы должно быть достаточно малым, чтобы транзистор T_2 мог переходить в режим насыщения.

Если $R_{к2} = 1$ кОм и $E_к = -1,5$ В, то $I_{К\,нас} = 1,5$ мА. При минимальном значении $B = 15$ $I_{Б\,нас} = 1,5 \cdot 10^{-3}/15 = 0,1$ мА. Если выбрать $R_б = 10$ кОм, то $I_Б = 0,12$ мА. При увеличении $I_{К\,нас}$ (например, если сделать $R_{к2} = 0,5$ кОм) $R_б = 10$ кОм окажется слишком большим, мультивибратор не будет иметь устойчивого состояния и перейдет в режим генерирования колебаний. Таким образом, во всех схемах транзисторных моностабильных мультивибраторов для обеспечения широкого диапазона длительностей выходных импульсов необходимо изменять емкость $C_б$, а не сопротивление $R_б$.

9-13. АСИММЕТРИЧНЫЙ МОНОСТАБИЛЬНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР

На рис. 9-33 показана схема асимметричного моностабильного мультивибратора. В исходном состоянии транзистор T_1 открыт и $U_{Э1} \approx +0,3$ В. Значение тока $I_1 \approx E_э/R_{э1}$ таково, что напряжение $U_{К1}$ обеспечивает закрытое состояние транзистора T_2.

При подаче положительного запускающего импульса ток I_1 уменьшается, в результате чего изменившееся напряжение $U_{К1}$ открывает транзистор T_2. Эмиттер транзистора T_2 становится более отрицательным, а так как напряжение на конденсаторе $C_э$ не может изменяться мгновенно, потенциал эмиттера транзистора T_1 также становится более отрицательным. Таким образом происходит переключение транзистора T_1 в закрытое, а транзистора T_2 в открытое состояние. Когда переключение полностью закончится, на эмиттерах обоих транзисторов будет напряжение, близкое к $E_к$, а напряжение на резисторе $R_{э1}$ будет равно $E_э - E_к$ (где $E_к$ —

отрицательное в случае транзисторов типа *p-n-p*). Теперь конденсатор $C_э$ начнет заряжаться через резистор $R_{э1}$, и, когда напряжение на нем достигнет уровня $E_к$, транзистор T_1 начнет открываться. Далее транзисторы перейдут в исходное состояние, т. е. T_1 открыт, а T_2 закрыт.

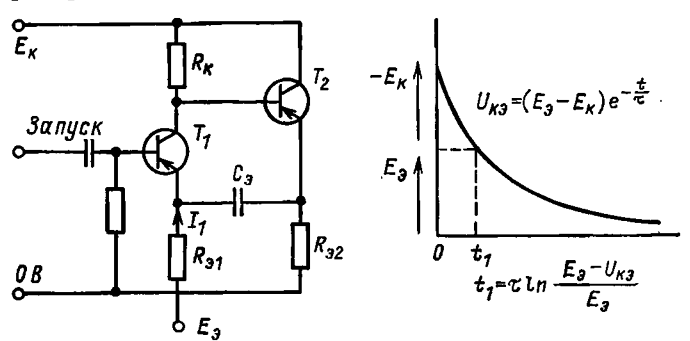
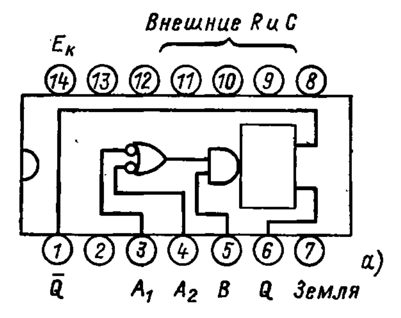


Рис. 9-33. Схема асимметричного моностабильного мультивибратора.

9-14. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ МОНОСТАБИЛЬНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР

Для моностабильных мультивибраторов в интегральной форме обычно требуются внешние времязадающие *RC*-элементы, как, например, в схеме типа SN74121. Мультивибратор изготовляется



t_n			t_{n+1}		
A_1	A_2	B	A_1	A_2	B
0	X	0	0	X	1
X	0	0	X	0	1
1	1	1	X	0	1
1	1	1	0	X	1

б)

Рис. 9-34. Интегральная схема SN74121*N* моностабильного мультивибратора в плоском корпусе с двумя рядами выводов и таблица соответствия.

в корпусе с двумя рядами выводов (рис. 9-34, *а*). На рисунке показаны три входа этой схемы. Если на входе *B* поддерживать уровень напряжения, соответствующий логической «1», а на входы A_1 или A_2 подавать импульсы, то запуск схемы будет осуществляться отрицательным перепадом этих импульсов. Если же на входе *B* установить уровень напряжения, соответствующий логическому «0», то схема запускаться не будет. И, наоборот, как показано в таблице

соответствия (рис. 9-34, *б*), если на входах A_1 и A_2 поддерживается уровень логического «0», то запуск схемы будет происходить при подаче на вход *B* логической «1». Таким образом, выходной импульс заданной длительности можно получить либо в момент окончания запускающего импульса, поданного на входы A_1 и A_2, либо в момент начала запускающего импульса, поданного на вход *B*. Схема способна реагировать на медленные изменения входного напряжения, подаваемого на вход *B*, и в этом случае ее можно использовать в качестве устройства определения уровня напряжения.

Длительность импульса. В интегральной схеме имеется внутренний времязадающий резистор сопротивлением около 2 кОм. Если нет необходимости в подключении внешнего времязадающего резистора, то выводы *9* и *14* необходимо соединить между собой.

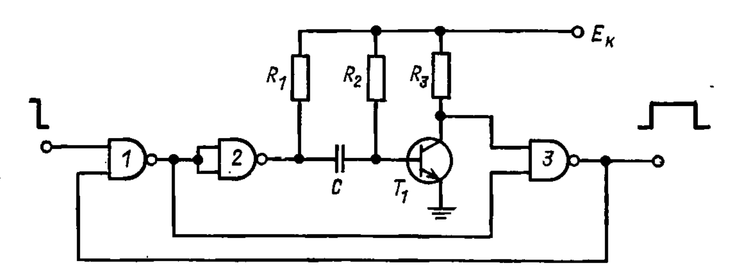


Рис. 9-35. Гибридная схема моностабильного мультивибратора.

Если необходимы выходные импульсы переменной длительности, то между этими выводами следует присоединить переменный резистор. Максимальное сопротивление этого резистора должно быть 40 кОм. При отсутствии внешнего конденсатора можно получить длительность импульса около 30 нс. Для получения импульсов большей длительности между выводами *10* и *11* необходимо подключить внешний конденсатор. Путем соответствующего выбора внешних *RC*-элементов длительность выходных импульсов мультивибратора SN74121 можно изменять от 40 нс до 40 с.

Гибридная схема. Импульсы большой длительности (порядка секунд) можно получить в схеме на рис. 9-35, которая срабатывает в момент окончания входного запускающего импульса. Если на вход схемы подать уровень, соответствующий логическому «0», то выход элемента *1* перейдет в состояние логической «1». При этом выход элемента *2*, связанный с источником питания $E_к$ через резистор R_1, перейдет в состояние «0», и, следовательно, напряжение на этом выходе снизится почти на 5 В. В результате транзистор T_1 закроется, напряжение на его коллекторе возрастет до 5 В, а на выходе элемента *3* появится логический «0». Теперь конденсатор *C* будет заряжаться до напряжения $E_к$ с постоянной времени CR_2 до тех пор, пока транзистор T_1 снова не откроется. Тогда напряжение на коллекторе транзистора уменьшится, выход элемента *3* перейдет в состояние логической «1», которое через цепь обратной связи переведет выход элемента *1* в «0», а выход элемента *2* — в «1». В результате транзистор T_1 будет полностью открыт.

Длительность выходных импульсов этой схемы приблизительно равна 0,8 CR_2, а максимальное сопротивление R_2 зависит от коэф-

фициента передачи тока транзистора. Если длительность входных импульсов около 1 мкс, то в схеме можно использовать транзистор типа 2N3711. В этом случае резистор R_2 может иметь сопротивление до 330 кОм.

9-15. АСТАБИЛЬНЫЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Астабильным называется несинхронизируемый мультивибратор, который вырабатывает прямоугольные импульсы с заданной частотой повторения. Его можно использовать в качестве задающего генератора для генераторов пилообразных напряжений, счетчиков и т. п.

На рис. 9-36 изображена схема симметричного астабильного мультивибратора с коллекторно-базовыми связями, которая работает следующим образом. Предположим, что в исходном состоянии транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт. Конденсатор $C_{б2}$

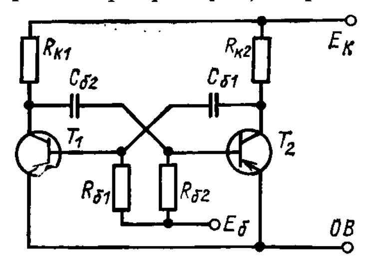


Рис. 9-36. Схема симметричного астабильного мультивибратора с коллекторно-базовыми связями.

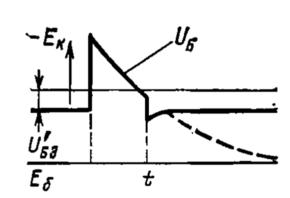


Рис. 9-37. Форма напряжения на базе транзистора астабильного мультивибратора.

заряжается через резистор $R_{б2}$, обеспечивая увеличение отрицательного напряжения на базе транзистора T_2 до тех пор, пока T_2 не начнет открываться. Напряжение на коллекторе транзистора T_2 уменьшается, на базе транзистора T_1 нарастает положительное напряжение и в результате транзистор T_1 закрывается, а T_2 полностью открывается. Теперь конденсатор $C_{б1}$ будет заряжаться, на базе транзистора T_1 будет нарастать отрицательное напряжение до тех пор, пока T_1 не откроется снова и весь цикл повторится.

Принцип проектирования. Изменение напряжения на базе одного из транзисторов показано на рис. 9-37. Это напряжение можно выразить в следующем виде:

$$u_Б = (-E_к + U'_{БЭ} - E_б) \exp(-t/\tau) + E_б.$$

Транзистор открывается в момент, когда напряжение на базе снизится приблизительно до —0,3 В.

Как правило, напряжение $U'_{БЭ}$ мало по сравнению с $E_К$ и $E_б$, тогда при $E_К = E_б$

$$t = \tau \ln(1 + E_К/E_б) = C_б R_б \ln 2.$$

Следовательно,

$$t = 0{,}7 C_б R_б. \qquad (9\text{-}12)$$

Период следования импульсов в симметричной схеме равен $2t = 1{,}4\, C_б R_б$.

Основные этапы проектирования следующие:

1. Выбрать сопротивление коллекторных резисторов и рассчитать ток насыщения.
2. Используя минимальный параметр $h_{21э}$ транзистора, определить минимальный ток базы, при котором транзистор будет работать в режиме насыщения.
3. Рассчитать максимальное сопротивление $R_б$, необходимое для обеспечения требуемого тока базы.
4. По формуле (9-12) определить емкость $C_б$.

Пример проектирования 9-3. Требуется рассчитать схему астабильного мультивибратора с периодом следования импульсов 0,1 мс (частота повторения 10 кГц). Напряжение источника питания равно —1,5 В.

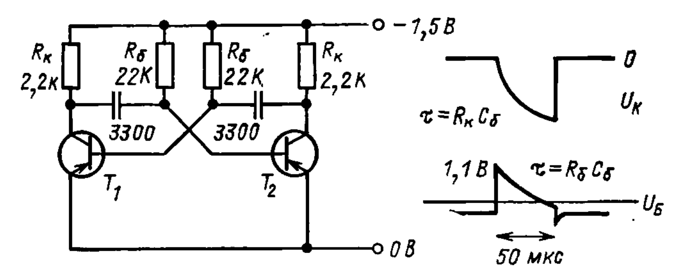


Рис. 9-38. Схема мультивибратора, рассчитанная в примере 9-3.

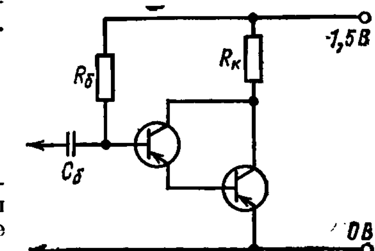


Рис. 9-39. Применение схемы Дарлингтона для улучшения формы импульсов в мультивибраторе (рис. 9-38).

Выберем транзистор типа МА240, имеющий минимальное значение параметра $h_{21э} = 15$, а сопротивление коллекторных резисторов 2,2 кОм.

Найдем ток насыщения коллектора: $I_{К\,нас} = E_к/R_к = 1{,}5/(2{,}2 \times 10^3) = 0{,}68$ мА и минимальный ток базы:

$$I_{Б\min} = I_{К\,нас}/h_{21Э} = 0{,}68 \cdot 10^{-3}/15 = 45 \text{ мкА}.$$

Транзистор открывается при $U''_{БЭ} = -0{,}3$ В, тогда $R_{б\max} = (E_к - U''_{БЭ})/I_{Б\min} = (1{,}5 - 0{,}3)/(45 \cdot 10^{-6}) = 27$ кОм. Так как полученное сопротивление является максимальным, для обеспечения режима насыщения выберем $R_б = 22$ кОм.

Полупериод $t = 0{,}7\ C_б R_б = 50$ мкс, следовательно, $C_б = 5 \cdot 10^{-5}/(0{,}7 \cdot 22 \cdot 10^3) = 3300$ пФ. Окончательная схема мультивибратора приведена на рис. 9-38.

Форму импульсов, снимаемых с коллектора, в этой схеме можно сделать более прямоугольной, уменьшая сопротивления коллекторных резисторов, т. е. уменьшая постоянную времени $R_кC_б$. Кроме того, можно использовать схему Дарлингтона (рис. 9-39). Этот мультивибратор имеет коэффициент передачи тока, равный $h^2_{21\,э}$. Если это значение использовать в приведенных выше расчетах, то сопротивление $R_б$ получится больше, а емкость $C_б$ — меньше, следовательно, в результате постоянная времени $R_кC_б$ уменьшится.

9-16. АСТАБИЛЬНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ

Схема астабильного мультивибратора с эмиттерной связью, показанная на рис. 9-40, аналогична рассмотренной ранее схеме моностабильного мультивибратора с эмиттерной связью. Выходной сигнал в этой схеме может сниматься со «свободного» коллектора, т. е. с того, который непосредственно не входит в контур обратной связи.

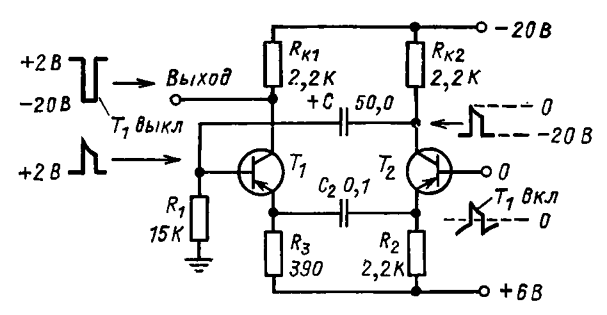


Рис. 9-40. Схема астабильного мультивибратора с эмиттерной связью.

Мультивибратор работает следующим образом. Когда транзистор T_2 начинает открываться, напряжение на базе транзистора T_1 становится положительным благодаря тому, что на коллекторе транзистора T_2 напряжение изменяется почти на 20 В. В исходном состоянии на базе транзистора T_1 поддерживалось положительное напряжение около 2 В благодаря базовому току через R_1, и поэтому теперь напряжение на базе $U_{Б1}$ становится равным 22 В, а напряжение на эмиттере 2 В.

Напряжение на эмиттере транзистора T_2 поддерживается приблизительно на нулевом уровне, так как его база заземлена, а напряжение на эмиттере транзистора T_1 возрастает с постоянной времени C_2R_3, так как C_2 заряжается до 6 В. Зарядный ток, который протекает от эмиттера транзистора T_2, уменьшается по экспоненте и, следовательно, ток коллектора этого транзистора также уменьшается, в результате чего напряжение на коллекторе становится более отрицательным. Это изменение напряжения передается на базу транзистора T_1 через конденсатор C_1, который не оказывает влияния на частоту колебаний. Таким образом, напряжения на базе и эмиттере транзистора T_1 стремятся уравняться, и, когда напряжение на базе становится достаточно отрицательным относительно эмиттера, транзистор открывается. Падение напряжения на резисторе R_3 передается на эмиттер транзистора T_2, в результате на эмиттере T_2 напряжение становится равным примерно —3,5 В и транзистор закрывается.

Напряжение на коллекторе транзистора T_2 изменяется почти на $E_к$, и это изменение полностью подается на базу транзистора T_1. Регенеративный процесс завершается. Далее напряжение на эмиттере транзистора T_2 начинает возрастать от —3,5 до +6 В с постоянной времени C_2R_2. Когда это напряжение достигнет небольшого положительного уровня, транзистор T_2 откроется и цикл снова повторится.

9-17. АСТАБИЛЬНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР НА ДОПОЛНЯЮЩИХ ТРАНЗИСТОРАХ

Используя схему с отрицательным сопротивлением, которая была описана в § 9-9, совместно с RC-цепочкой можно построить астабильный мультивибратор. Схема такого мультивибратора показана на рис. 9-41. Рассмотрим его работу. Когда оба транзистора

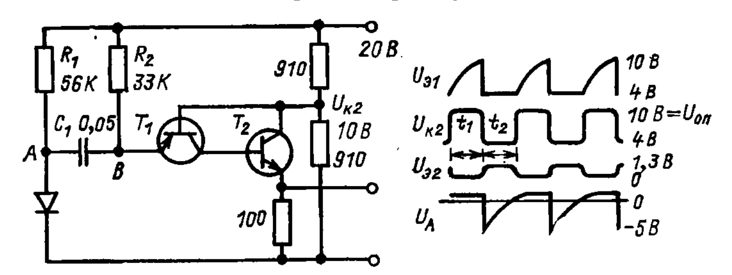


Рис. 9-41. Схема астабильного мультивибратора на дополняющих транзисторах.

закрыты, напряжение $U_{К2}$ равно 10 В, а напряжение в точке A поддерживается на нулевом уровне благодаря действию диода. Напряжение в точке B возрастает к уровню 20 В с постоянной времени C_1R_2 до тех пор, пока оно не станет достаточно положительным относительно $U_{К2}$, чтобы открыть транзистор T_1. В результате транзистор T_2 также откроется. Увеличение тока в цепи коллектора транзистора T_2 (см. вторую сверху кривую) вызывает падение напряжения $U_{К2}$, и это падение через транзистор T_1 и конденсатор C_1 передается к точке A. Напряжение в точке A, таким образом, становится отрицательным и начинает нарастать к уровню 20 В с постоянной времени C_1R_1, но на нулевом уровне будет задержано благодаря действию диода, и транзисторы закроются. Длительности импульсов t_1 и t_2 в схеме на рис. 9-41 определяются формулами:

$$t_1 = C_1R_2 \ln\left(\frac{E_к - U_{вас}}{E_к - U_{оп}}\right);$$

$$t_2 = C_1R_1 \ln\left(\frac{U_{оп} - U_{нас}}{E_к} + 1\right).$$

9-18. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ АСТАБИЛЬНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР

Астабильный мультивибратор можно построить на трех элементах НЕ-И, как показано на рис. 9-42. В схеме использованы четыре элемента типа SN7400 с двумя входами, причем четвертый работает в качестве буферного выходного каскада.

Предположим, что в исходном состоянии на входы элемента *1* подан уровень напряжения, соответствующий логическому «0». Выход этого элемента перейдет в состояние «1», и конденсатор C начнет заряжаться по экспоненциальному закону с постоянной времени RC. Когда напряжение на конденсаторе достигнет уровня переключения, выход элемента *2* перейдет в состояние логического «0», а затем с такой же задержкой выход элемента *3* переключится в состояние «1». С выхода элемента *3* эта логическая «1» по цепи обратной связи подается на вход элемента *1*, изменяет его состояние, и процесс последовательного переключения элементов в замкнутом контуре продолжается.

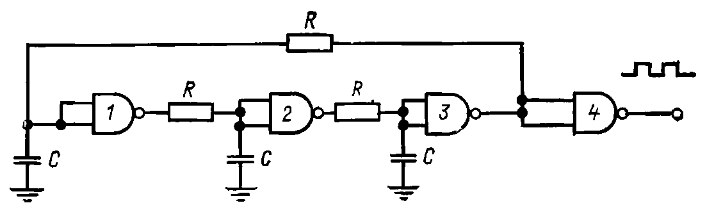


Рис. 9-42. Использование трех элементов НЕ — И для построения астабильного мультивибратора. Четвертый элемент является буферным выходным каскадом.

Период колебаний. Согласно паспортным данным работа элемента НЕ-И серии 74 обеспечивается при следующих наихудших условиях: максимальный уровень логического «0» на входе при логической «1» на выходе равен 0,8 В; минимальный уровень логической «1» на входе при логическом «0» на выходе равен 2 В; максимальный уровень логического «0» на выходе равен 0,4 В; минимальный уровень логической «1» на выходе равен 2,4 В.

Отсюда следует, что переключение элемента происходит в диапазоне входных напряжений от 0,8 до 2,0 В. Предположим, что переключение происходит при уровне входного напряжения 1,4 В. Кроме того, будем считать, что при переключении выходное напряжение изменяется от 0,2 до 3,6 В.

Напряжение на конденсаторе в момент времени t равно:

$$u(t) = E_0\left[1 - \exp -\left(\frac{t}{CR}\right)\right],$$

где E_0 — уровень, к которому стремится напряжение на конденсаторе при заряде. Найдем время, в течение которого напряжение на конденсаторе достигает уровня переключения:

$$1{,}4 - 0{,}2 = (3{,}6 - 0{,}2)\left[1 - \left(\exp - \frac{t}{CR}\right)\right],$$

$$1{,}2 - 3{,}4 = -3{,}4\exp\left(-\frac{t}{CR}\right).$$

Следовательно, $\exp\left(-\frac{t}{CR}\right) = 0{,}65$, откуда $t = 0{,}43\,CR$. Полный период колебаний, который состоит из шести временных интервалов задержки, равен $2{,}5\,CR$.

Заметим, что после переключения клапана в состояние «1» он должен обеспечивать ток заряда конденсатора и входной ток для следующего каскада. Это обстоятельство ограничивает максимальное сопротивление резистора R, при котором мультивибратор может нормально работать, значением около 500 Ом.

Например, если используется резистор сопротивлением 500 Ом, а частота колебаний равна 1 МГц, то $10^{-6} = 2{,}5 \cdot C \cdot 470$, откуда $C = 850$ пФ.

9-19. АСТАБИЛЬНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР, УПРАВЛЯЕМЫЙ НАПРЯЖЕНИЕМ

Используя два элемента типа НЕ-И, можно построить генератор, управляемый напряжением, схема которого изображена на

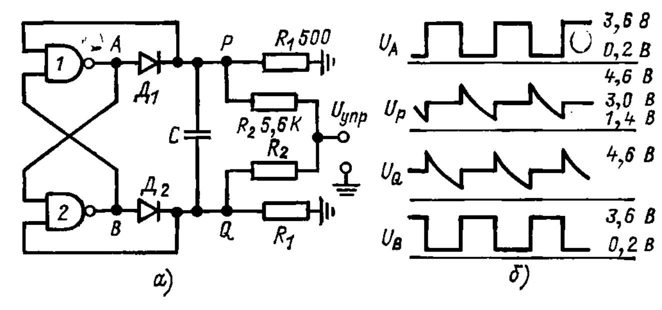


Рис. 9-43. Астабильный мультивибратор, управляемый напряжением (*а*), и форма напряжений в схеме (*б*).

рис. 9-43, *а*. Как и в предыдущем случае, предположим, что в наихудших условиях при переключении элемента из одного состояния в другое выходное напряжение изменяется от 0,2 до 3,6 В. При закрытых диодах напряжения в точках P и Q равны:

$$u_0 = U_{упр}\frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

где $U_{упр}$ — напряжение, управляющее частотой.

Резисторы в схеме должны иметь такие сопротивления, чтобы при максимальном напряжении $U_{упр}$ напряжение u_0 не превышало 0,8 В с тем, чтобы в любой момент времени оно соответствовало уровню логического «0».

Работа мультивибратора. При использовании кремниевых диодов падение напряжения на них в открытом состоянии равно 0,6 В. Предположим, что в исходном состоянии на выходе элемента *1* имеется уровень, соответствующий логической «1». Тогда доид $Д_1$ открыт и напряжение в точке P равно $U_P = 3{,}6 - 0{,}6 = 3$ В. В это же время на выходе элемента *2* имеется уровень напряжения, соответствующий логическому «0». При этом диод $Д_2$

закрыт, а напряжение $U_д$ уменьшается до уровня u_0. Когда напряжение $U_д$ достигнет уровня переключения 1,4 В, элемент *2* перейдет в состояние «1», а элемент *1* в состояние «0». Диод $Д_2$ откроется, и напряжение $U_д$ резко возрастет на 3 В. Изменение напряжения $U_д$, равное $3 - 1{,}4 = 1{,}6$ В, передается в точку P. Таким образом, U_P возрастет до 4,6 В и затем будет спадать по экспоненте с постоянной времени R_1C к уровню u_0. Когда оно достигнет уровня 1,4 В, произойдет обратное переключение элементов. Процесс будет продолжаться. Напряжение в точках P и Q будет попеременно быстро увеличиваться до 4,6 В, а затем уменьшаться по экспоненте до 1,4 В. Форма напряжений в мультивибраторе показана на рис. 9-43, *б*.

Период колебаний. Экспоненциальное уменьшение напряжения начинается от 4,6 В и заканчивается при 1,4 В, причем это напряжение стремится к конечному уровню u_0:

$$u(t) = U \exp(-t/\tau).$$

Таким образом,

$$(1{,}4 - u_0) = (4{,}6 - u_0) \exp\left(-\frac{t}{CR}\right).$$

$$\text{При } u_0 = 0 \quad \exp\left(-\frac{t}{CR}\right) = 0{,}3 \text{ и } t_1 = 1{,}2CR;$$

$$\text{при } u_0 = 0{,}8B \quad \exp\left(-\frac{t}{CR}\right) = 0{,}158 \text{ и } t_2 = 1{,}85CR.$$

Период колебаний равен $2t$, а частота $1/(2t)$. Отношение максимальной частоты к минимальной составляет $t_2/t_1 = 1{,}54$.

Серийная схема МС4024 обеспечивает диапазон перестройки частоты более чем в 3,5 раза при изменении управляющего напряжения от 1 до 5 В. Эта типовая схема состоит из двух управляемых напряжением мультивибраторов в одном общем корпусе. Каждый из мультивибраторов имеет двухтактный выходной каскад, совместимый по выходному напряжению с логическими уровнями схем типа ТТЛ. Реальный частотный диапазон определяется дополнительными внешними конденсаторами, максимальная рабочая частота составляет 30 МГц.

9-20. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ

На практике часто требуется получать короткие импульсы в моменты нарастания или спада прямоугольных импульсов астабильного мультивибратора. Это можно осуществить с помощью простой дифференцирующей цепочки (рис. 9-44, *а*). Так как конденсатор $C_д$ не может зарядиться мгновенно, фронт входного импульса передается на резистор $R_д$. Далее конденсатор начинает заряжаться с постоянной времени $R_дC_д$, а напряжение на резисторе уменьшается по экспоненциальному закону с той же постоянной времени. После истечения времени $4R_дC_д$ напряжение на резисторе станет приблизительно равным нулю и далее останется на этом уровне до прихода спада импульса. Далее процесс повторяется, но в противоположном направлении. Форма выходного напряжения дифференцирующей цепи при подаче на ее вход прямоугольных импульсов длительностью T показана на рис. 9-45, из которого видно влияние изменения постоянной времени $R_дC_д$.

На практике источник, с которого подаются прямоугольные импульсы, имеет некоторое внутреннее сопротивление $R_{ист}$, а сопротивление дифференцирующей цепи шунтировано некоторой емкостью $C_ш$, например входной емкостью последующего усилителя.

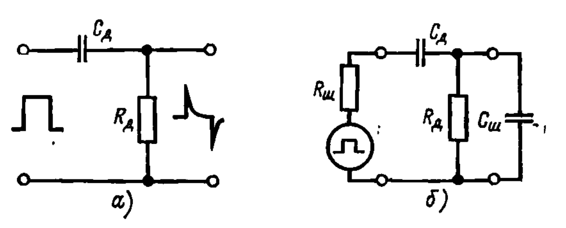


Рис. 9-44. Простая дифференцирующая цепочка.

Поэтому реальная дифференцирующая цепь будет иметь вид, показанный на рис. 9-44, *б*. Теперь фронт выходного импульса нарастает не мгновенно, а с постоянной времени $R_{ист}C_ш$. Однако так как эту постоянную времени можно сделать весьма малой, время нарастания выходного импульса может иметь порядок нескольких долей

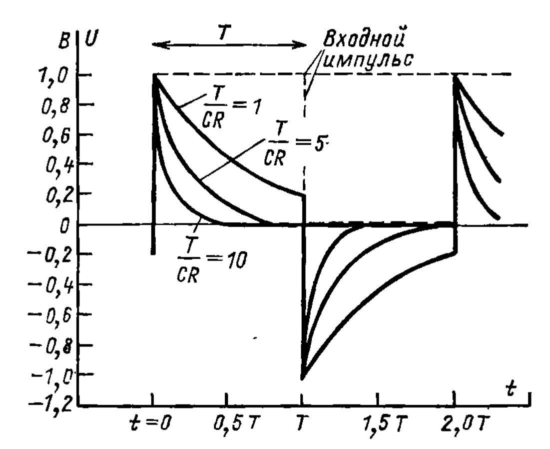


Рис. 9-45. Выходная реакция дифференцирующей цепи на прямоугольный входной импульс.

микросекунды, конечно при условии, что время нарастания входного импульса меньше этой величины. Наличие шунтирующей емкости $C_ш$, кроме того, приводит к уменьшению амплитуды выходного сигнала. Таким образом,

$$U_{вых}/U_{вх} = C_д/(C_ш + C_д). \qquad (9\text{-}13)$$

Выходной сигнал простой дифференцирующей цепи представляет собой пики напряжения положительной и отрицательной полярности, которые синхронны соответственно с положительным и отрицательным перепадами прямоугольных входных импульсов.

Путем применения ограничителей эти пики можно превратить в прямоугольные импульсы.

Однако даже и после ограничения импульсы имеют не совсем прямоугольную форму. Применяя небольшую индуктивность, включенную последовательно с резистором $R_д$, форму импульсов можно еще больше приблизить к прямоугольной. Если выбрать индуктивность равной 1/2 $(C_ш R_д^2)$, то в результате резонансного эффекта получится импульс, имеющий более широкую вершину и более крутой спад.

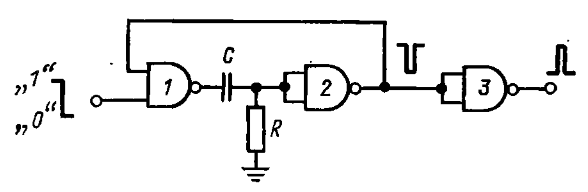


Рис. 9-46. Схема формирования коротких прямоугольных импульсов, построенная из элементов НЕ — И.

Еще один метод получения коротких импульсов представлен на рис. 9-46. При переходе элемента *1* в состояние логической «1», например, до уровня 3,6 В, этот скачок напряжения передается через конденсатор на резистор *R*. Следовательно, элемент *2* будет переключен в состояние логического «0». Напряжение на резисторе *R* далее будет снижаться по экспоненте и, как только оно достигнет уровня логического «0», выходное напряжение элемента *2* вернется к уровню логической «1». Так как через резистор *R* должен протекать входной ток элемента *2*, сопротивление этого резистора не должно превышать 500 Ом.

9-21. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Если выходное напряжение в *RC*-цепочке снимается с конденсатора, как показано на рис. 9-47, *а*, то она действует как интегрирующая схема. В самом деле, точное интегрирование напряжения

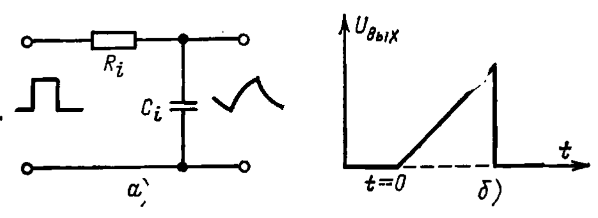


Рис. 9-47. Простая интегрирующая цепь (*а*) и идеальная форма линейно изменяющегося напряжения (*б*).

прямоугольной формы дает в результате треугольное напряжение, в котором нарастание и спад происходят линейно во времени. Однако в приведенной простой *RC*-схеме нарастание и спад выходного напряжения происходят по экспоненциальному закону с постоянной времени $C_i R_i$.

На рис. 9-47, *б* показана идеальная форма линейно изменяющегося напряжения, которое описывается уравнением $U = at$ при $t > 0$. Напряжение такой формы используется в генераторах развертки, схемах сравнения и т. п.

Простым способом получения линейно изменяющегося напряжения является использование заряда конденсатора через большое сопротивление. Процесс происходит по экспоненциальному закону, как показано на рис. 9-48, но если использовать лишь начальную часть выходного напряжения, то оно будет иметь достаточно хорошую линейность. Например, если используется только 10% полного напряжения на конденсаторе, то нелинейность будет составлять 5%:

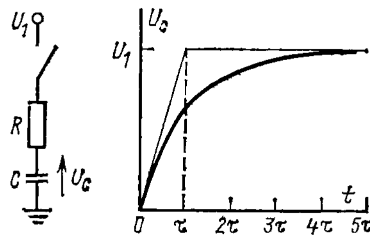


Рис. 9-48. Экспоненциальное нарастание напряжения на конденсаторе при заряде его через резистор.

$$u_C = U_1\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right];$$

$$u_C = \frac{U_1 t}{\tau}\left(1 - \frac{t}{2\tau} + \frac{t^2}{6\tau^2}\dots\right) = at\left(1 - \frac{t}{2\tau} + \frac{t^2}{6\tau^2}\dots\right),$$

где $a = U_1/\tau$.

Таким образом, при малых значениях *t* напряжение на конденсаторе $u_C = at$ близко к линейному.

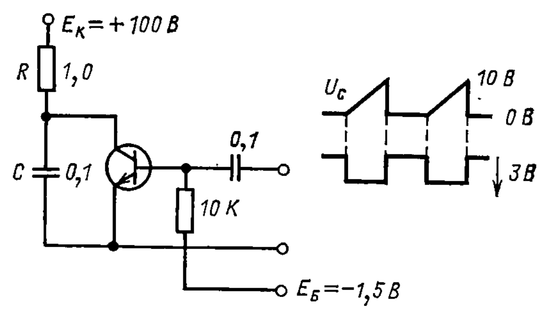


Рис. 9-49. Применение транзистора для разряда конденсатора.

Когда линейно нарастающее напряжение на конденсаторе достигнет требуемого значения, конденсатор необходимо разрядить. Это можно выполнить с помощью транзистора, присоединенного, как показано на рис. 9-49. В течение времени нарастания линейного напряжения на конденсаторе транзистор должен находиться в закрытом состоянии. В данном случае лучше применять кремниевые транзисторы, так как по сравнению с германиевыми они имеют небольшие обратные токи утечки.

9-22. ПРИМЕНЕНИЕ ГЕНЕРАТОРА ТОКА ДЛЯ ЗАРЯДА КОНДЕНСАТОРА

При данном напряжении источника питания линейность напряжения можно улучшить, если заряд конденсатора осуществлять не через резистор, а от генератора постоянного тока. Такая схема показана на рис. 9-50. Если время нарастания линейного напряжения до 10 В составляет 10 мс, то $dU/dt = I/C = 1000$ В/с. Для обеспечения такой скорости нарастания напряжения при токе 1 мА конденсатор должен иметь емкость 1 мкФ; $I = \alpha I_Э \approx U_{Б2}/R_э$. Следовательно, $R_э = 10$ кОм.

Если транзистор T_2 кремниевый, то сопротивление источника тока приблизительно равно $r_к$, т. е. нескольким мегаомам.

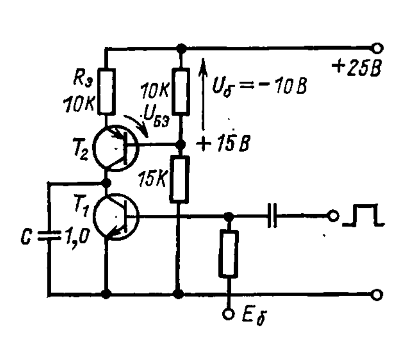


Рис. 9-50. Генератор линейно изменяющегося напряжения.

9-23. ГЕНЕРАТОР ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛАВИННОГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА

Если изобразить характеристики транзистора при коллекторных напряжениях, превышающих те, которые используются при обычной работе, то они будут иметь вид, показанный на рис. 9-51. С повышением коллекторного напряжения достигается такая область, в которой очень малые изменения напряжения на коллекторе вызывают большие изменения тока коллектора. Эту область называют областью лавинного пробоя, и ей соответствуют такие напряжения на коллекторе, при которых $h_{21б}$ стремится к единице. Влияние обратного смещения на базе транзистора заключается в том, что оно сдвигает точку лавинного пробоя значительно дальше в сторону более высоких напряжений. Однако когда пробой уже произошел, напряжение на транзисторе будет уменьшаться при условии, что резистор в цепи базы имеет достаточно большое сопротивление. На рис. 9-52, *а* представлена характеристика пробоя германиевого сплавного транзистора, а на рис. 9-52, *б* изображена схема генератора пилообразного напряжения, в которой используется явление лавинного пробоя транзистора.

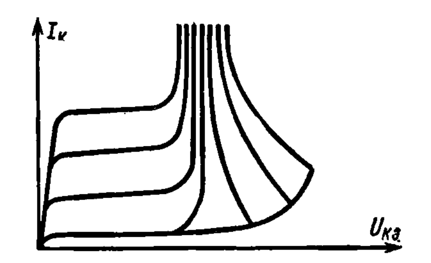


Рис. 9-51. Характеристики германиевого сплавного транзистора, на которых видна область лавинного пробоя.

Амплитуда пилообразного напряжения. Амплитуда пилообразного напряжения в схеме на рис. 9-52, *б* определяется пределами изменения напряжения на эмиттере транзистора. Диапазон изменения этого напряжения приближенно можно определить двумя напряжениями, во-первых, напряжением пробоя коллекторно-базового перехода при разомкнутой цепи эмиттера $U_{КБО\ проб}$ и, во-вторых, напряжением пробоя между коллектором и эмиттером при разомкнутой цепи базы $U_{КЭО\ проб}$. Обычно этот диапазон составляет 20 В, а в данном примере — от 53 до 28 В.

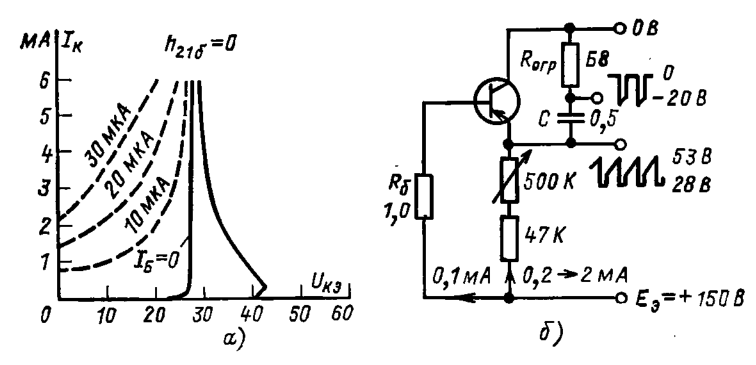


Рис. 9-52. Характеристика пробоя германиевого сплавного транзистора при напряжении на базе 6 В и при $R_б = 100$ кОм (*а*) и схема генератора пилообразного напряжения, в которой используется явление лавинного пробоя транзистора (*б*).

Работа генератора. В начальной точке пилообразного напряжения напряжение на базе транзистора равно $U_{КБО\ проб}$. Конденсатор C заряжается через эмиттерный резистор до тех пор, пока переход эмиттер-база не окажется смещенным в прямом направлении, т. е. напряжение на эмиттере достигнет уровня $U_{КБО\ проб}$. Далее напряжение на транзисторе спадает до уровня $U_{КЭО\ проб}$. Этот переход происходит весьма быстро благодаря эффекту отрицательного сопротивления, который появляется, когда ток транзистора возрастает при уменьшении напряжения.

Принципы проектирования. Для получения пилообразного напряжения с хорошей линейностью конденсатор должен заряжаться от источника постоянного тока. Поэтому в схеме необходимо использовать источник питания с высоким напряжением, а последовательный резистор должен иметь большое сопротивление. Напряжение источника питания должно быть по крайней мере в 5 раз больше амплитуды пилообразного напряжения.

Таким образом, для того чтобы в схеме на рис. 9-52, *б* обеспечить амплитуду пилообразного напряжения 20 В, выберем напряжение источника $E_э$ равным 150 В. Тогда среднее значение напряжения на эмиттере транзистора будет составлять примерно 40 В, а напряжение на резисторе в цепи эмиттера $U_R = 110$ В.

Скорость изменения линейного напряжения. При максимальной скорости изменения линейного напряжения 20 В за 5 мс:

$$dU/dt = 20/(5\cdot 10^{-3}) = 4\cdot 10^3 \text{ В/с}.$$

Заряд на конденсаторе равен $Q = CU$, а ток $i = dQ/dt = CdU/dt$. Если $C = 0{,}5$ мкФ, тогда $i = 0{,}5\cdot 10^{-6}\cdot 4\cdot 10^3 = 2$ мА. Этот ток поступает в конденсатор через эмиттерный резистор, поэтому $i = U_R/R_э$ и $R_э = 55$ кОм. Если сделать $R_э$ составным из двух резисторов, постоянного 47 кОм и переменного 500 кОм, то при этом появится возможность изменять длительность пилообразного напряжения от 5 до 50 мс.

Резистор в цепи базы $R_б$. Этот резистор должен иметь достаточно большое сопротивление для того, чтобы ограничить мощность, рассеиваемую коллектором $P_к = I_Б U_{КБО\,проб}$. Сопротивление этого резистора можно принять равным 1 МОм, так как при этом мощность, рассеиваемая коллектором, не будет превышать 5 мВт.

Пиковое значение тока эмиттера. Резистор $R_{огр}$, имеющий небольшое сопротивление, включенный последовательно с конденсатором, служит для ограничения пикового эмиттерного тока, который мог бы привести к нарушению работы транзистора. В данном примере этот резистор имеет сопротивление 68 Ом и пиковое значение тока эмиттера ограничивается примерно 0,3 мА. На резисторе $R_{огр}$ одновременно с началом линейного напряжения выделяются отрицательные импульсы большой амплитуды.

9-24. ГЕНЕРАТОР РАЗВЕРТКИ

Рассмотрим усилитель с малым входным сопротивлением и сопротивлением передачи $Z_п = u_{вых}/i_{вх}$, который соединен с внешними элементами Z_1 и Z_2, как показано на рис. 9-53. Передаточная функция такой схемы записывается в виде

$$\frac{u_{вых}(s)}{u_{вх}(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1}\frac{1}{1-Z_2/Z_п} = -\frac{1}{sCR}\frac{1}{1-1/(sCZ_п)} = \frac{1}{CR}\frac{1}{s-1/(CZ_п)}$$

или

$$\frac{u_{вых}(t)}{u_{вх}(t)} = \frac{Z_п}{R}\left[1-\exp\left(\frac{t}{CZ_п}\right)\right], \qquad (9\text{-}14)$$

где $Z_п$ является отрицательной величиной при отрицательной обратной связи. Разлагая (9-14) в ряд и полагая, что на входе действует скачок напряжения U_1, получаем:

$$u_{вых}(t) = \frac{-U_1 Z_п}{R}\left[\frac{t}{CZ_п}+\frac{1}{2}\left(\frac{t}{CZ_п}\right)^2+\frac{1}{6}\left(\frac{t}{CZ_п}\right)^3+\dots\right] = -\frac{U_1 t}{CR}\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{t}{CZ_п}\right)+\frac{1}{6}\left(\frac{t}{CZ_п}\right)^2+\dots\right].$$

Таким образом, для того чтобы нелинейность не превышала 1%, при $t = CR$ должно выполняться неравенство $50R/Z_п < 1$.

Принципы проектирования. Схема транзисторного генератора развертки показана на рис. 9-54. В течение периода пилообразного напряжения конденсатор заряжается через резистор R, а затем

разряжается с постоянной времени $R_к C$. В идеальном случае ток вне конденсатора должен поддерживаться постоянным. Так как напряжение $U_{БЭ}$ может изменяться незначительно (доли вольта), напряжение на резисторе R, а следовательно, и ток через него будет оставаться практически постоянным.

Таким образом,

$$I_R = E_к/R. \qquad (9\text{-}15)$$

Однако не весь этот ток протекает через конденсатор, так как имеется ток в цепи базы. Но генератор рассчитывается таким образом, что ток базы $i_Б$ существенно меньше тока I_R.

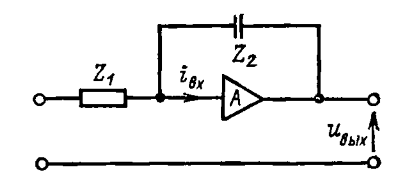


Рис. 9-53. Генератор развертки, построенный с использованием усилителя с малым входным сопротивлением.

Выходное напряжение. Выходное напряжение изменяется между двумя крайними пределами. Когда транзистор открыт и находится в режиме насыщения, оно равно нулю. При закрытом транзисторе оно равно напряжению источника питания $E_к$. Когда транзистор находится в режиме насыщения, максимальный ток, протекающий через резистор $R_к$, равен:

$$I_{max} = E_к/R_к. \qquad (9\text{-}16)$$

Рис. 9-54. Транзисторный генератор развертки.

Используя величины, приведенные в схеме на рис. 9-54, получим: $I_{max} = 20/(4\cdot 10^3) = 5$ мА. Во время изменения линейного напряжения через конденсатор также протекает ток примерно 1 мА, поэтому транзистор должен иметь ток насыщения около 6 мА.

Ток базы. Максимальный ток базы равен $i_Б = I_{К\,нас}/h_{21Э} = 6\cdot 10^{-3}/80 \approx 75$ мкА. В конце цикла линейного напряжения ток через конденсатор i_C уменьшается до 75 мкА, т. е. при этом линейность будет составлять 7,5%.

Основные этапы проектирования следующие:

1. Используя формулу (9-16), выбрать сопротивление резистора $R_к$, при котором обеспечивается максимальный ток порядка нескольких миллиампер.
2. Рассчитать ток базы, при котором транзистор находится в режиме насыщения.
3. Выбрать сопротивление резистора R таким, чтобы ток через него, обусловленный током базы и выраженный в процентах, был равен допустимому отклонению тока, также выраженному в процентах.

4. Выбрать емкость конденсатора C, при которой будет получена требуемая постоянная времени RC, а постоянная времени восстановления схемы не будет превышать допустимую.

5. Выбрать переключающую схему.

Пример проектирования 9-4. Требуется рассчитать схему генератора развертки. Линейно изменяющееся напряжение должно иметь амплитуду 20 В, длительность 10 мс, время восстановления 10 мс, а нелинейность не должна превышать 5%.

Амплитуда линейно изменяющегося напряжения равна 20 В, поэтому напряжение источника питания выберем также равным 20 В.

Резистор в цепи коллектора. Чтобы обеспечить ток коллектора в несколько миллиампер и, таким образом, использовать коэффициент передачи тока транзистора, а также получить малое выходное сопротивление, выберем сопротивление резистора $R_к = 4$ кОм.

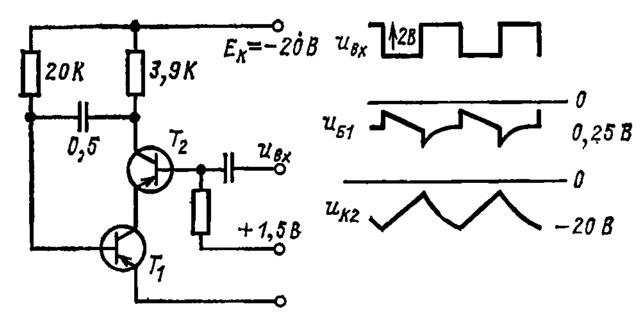


Рис. 9-55. Схема генератора развертки, рассчитанная в примере 9-4.

Ток базы. При $h_{21\,э} = 80$ максимальный ток базы равен:

$$i_{Б\,max} = \frac{20}{4 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{80} = 60 \text{ мкА}.$$

Резистор R. При заданной нелинейности 5% ток I_R должен в 20 раз превышать максимальный ток базы, т. е. быть около 1 мА. Тогда $R = E_к/I_R = 20/(1 \cdot 10^{-3}) = 20$ кОм.

Конденсатор. Скорость изменения линейного напряжения равна:

$$\frac{dU}{dt} = \frac{20}{10 \cdot 10^{-3}} = 2000 \text{ В/с} = \frac{U}{CR};$$

тогда

$$C = \frac{U}{R}\,\frac{dt}{dU} = \frac{20}{2 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} = 0{,}5 \text{ мкФ}.$$

Время восстановления. Постоянная времени восстановления равна: $CR_к = 0{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 10^3 = 2$ мс. Следовательно, конденсатор успеет зарядиться за время 10 мс до 20 В и заданное требование по времени восстановления будет удовлетворено.

Схема переключателя. В окончательной схеме на рис. 9-55 транзистор T_2 служит в качестве переключателя. Здесь этот транзистор включен по схеме с общей базой и поэтому не изменяет существенно коэффициент передачи тока.

9-25. СНИЖЕНИЕ ВРЕМЕНИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ

Снизить время восстановления схемы, которое равно приблизительно $5R_кC$, можно путем уменьшения $R_к$ или C. При уменьшении сопротивления резистора $R_к$ требуется увеличить ток базы, что приведет к ухудшению линейности. С другой стороны, уменьшение емкости неизбежно влечет за собой увеличение сопротивления R, а следовательно, снова вызовет ухудшение линейности. Указанная проблема может быть разрешена путем применения схемы Дарлингтона, которая позволяет увеличить коэффициент передачи тока до $h_{21э}^2$, при этом ток базы уменьшится в $h_{21э}$ раз, а следовательно, сопротивление резистора R можно увеличить без ухудшения линейности. Генератор развертки, в котором использована схема Дарлингтона, изображен на рис. 9-56.

Рис. 9-56. Применение схемы Дарлингтона для уменьшения времени восстановления.

Если $R = 100$ кОм, то для обеспечения длительности линейного напряжения конденсатор должен иметь емкость 1 мкФ, тогда время восстановления равно $5R_кC = 2$ мс. Такая схема по сравнению с предыдущей обеспечивает линейность, по крайней мере, в 10 раз лучшую.

9-26. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР КОЛЕБАНИЙ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

Имеются интегральные схемы, которые одновременно могут вырабатывать колебания синусоидальной, прямоугольной и треугольной формы. Схема типа 8038 способна работать в диапазоне частот (или частот повторения импульсов) от 0,001 Гц до 1 МГц.

На рис. 9-57, *а* показаны внешние схемные элементы, необходимые для перестройки генератора, а на рис. 9-57, *б* изображены фазовые соотношения между выходными колебаниями различной формы. С помощью потенциометра, присоединяемого к выводам *4* и *5*, можно регулировать длительность рабочего хода выходных колебаний, и таким образом, вместо прямоугольных колебаний получать импульсы различной длительности, а вместо треугольных колебаний — пилообразное напряжение.

Диапазон рабочих частот определяется емкостью конденсатора C. Для обеспечения оптимального режима работы рекомендуется зарядный ток конденсатора ограничивать пределами от 10 мкА до 1 мА, т. е. отношение максимального тока к минимальному должно быть порядка 100. Этот ток определяется напряжением источника питания $E_к$ и сопротивлением резистора R, так что при данном напряжении $E_к$ отношение предельных значений R должно иметь ту же величину. Частота колебаний определяется соотношением $f = 0{,}15/(RC)$, поэтому при заданной емкости кон-

денсатора оптимальные характеристики получаются в диапазоне, крайние частоты которого относятся как 100/1.

Описанная схема может, кроме того, использоваться в качестве генератора с электронной перестройкой частоты. Для этого

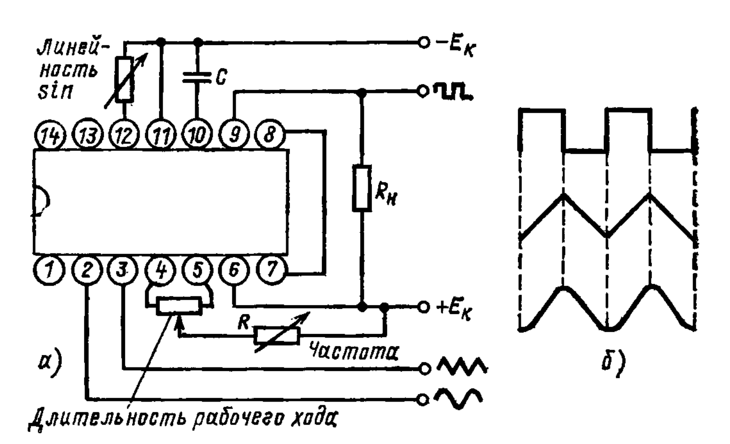


Рис. 9-57. Интегральный генератор колебаний различной формы типа 8038 с внешними элементами настройки (*а*) и фазовые соотношения между выходными колебаниями (*б*).

перемычка между выводами *7* и *8* удаляется, а управляющее напряжение подается к выводам *8* и к $E_{К}$.

Глава десятая

ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

В аналоговых устройствах, которые рассматривались в предыдущих главах, используются переменные, изменяющие свое значение в линейном диапазоне между верхним и нижним пределами.

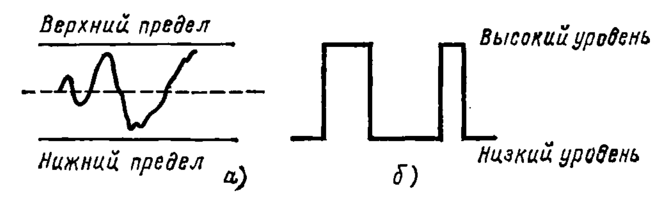


Рис. 10-1. Аналоговый сигнал (*а*) может принимать любое значение между верхним и нижним пределами. Идеальный цифровой сигнал (*б*) имеет только два уровня.

Цифровые переменные имеют только два уровня. Эти уровни можно рассматривать как верхнюю и нижнюю границы диапазона изменения аналоговой величины (рис. 10-1). Два уровня или состояния напряжения часто называют верхним и нижним. Кроме того, их можно обозначить терминами «истина» и «ложь», которые связаны с булевой логикой, или «включено» и «выключено», которые отражают состояние переключательной или релейной системы. Представление цифровых сигналов в виде последовательностей нулей и единиц хорошо согласуется с двоичной системой счисления, в которой используются только два состояния.

Благодаря высокой эффективности цифровых методов они широко применяются для передачи, отбора и запоминания информации даже в тех случаях, когда входные и выходные данные имеют непрерывную или аналоговую форму. При выполнении арифметических операций цифровые методы не имеют ограничения по точности вычисления, как это имеет место в аналоговых системах.

10-1. ПЕРЕХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА

В системах, которые не являются чисто арифметическими, необходимы элементы, связывающие между собой системы двух типов. Это так называемые переходные устройства. Основные переходные устройства показаны на рис. 10-2.

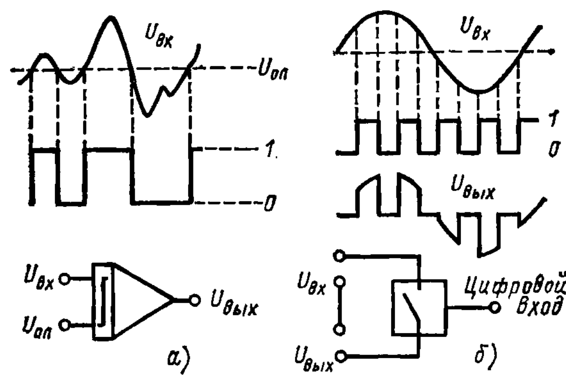


Рис. 10-2. Сравнивающее устройство при опорном уровне, равном нулю, работает как детектор пересечения нулевого уровня (*а*). Цифро-аналоговый переключатель пропускает аналоговый сигнал только в случае подачи на цифровой вход высокого уровня напряжения (*б*).

Пореходными устройствами являются: а) сравнивающее устройство, которое преобразует аналоговый сигнал в «1», если он превышает заданный опорный уровень, и в «0», если он оказывается ниже опорного уровня; б) ключевая схема с цифровым входом, которая пропускает аналоговый сигнал только в том случае, когда на цифровой вход подана «1».

Сравнивающее устройство. На рис. 10-3, *а* показана простая схема сравнивающего устройства, в которой использован операционный усилитель без обратной связи. Выходное напряжение в этой схеме ограничено уровнями 15 и —0,5 В опорным диодом. Указан-

ные выходные напряжения согласуются с цифровыми логическими уровнями.

Аналоговый переключатель с логическим управлением. На рис. 10-3, *б* показано, каким образом полевой транзистор с затвором на *p-n* переходе может использоваться в качестве аналогового переключателя. Транзисторы T_1 и T_2 преобразовывают подаваемый на вход логический уровень в два напряжения противоположной полярности. Когда на вход подан высокий уровень, т. е. логическая «1», то напряжение на коллекторе транзистора T_2 становится положительным и, следовательно, канал полевого транзистора

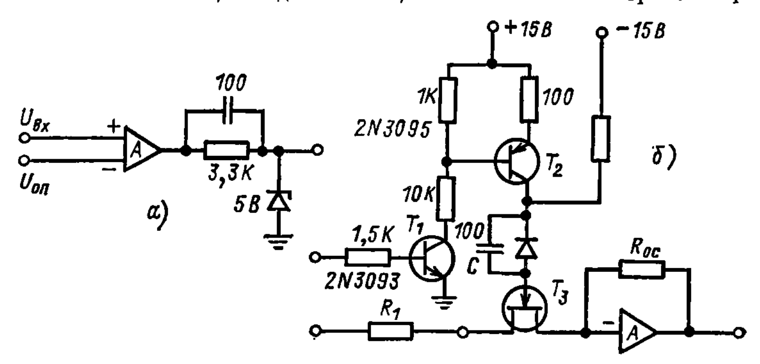


Рис. 10-3. Простая схема сравнивающего устройства.

имеет небольшое сопротивление (от 20 до 200 Ом). При подаче на цифровой вход логического «0» напряжение на затворе полевого транзистора становится отрицательным, и сопротивление канала большим. Конденсатор *С* поддерживает уровень напряжения на затворе при переключении.

Полевой транзистор, работающий в качестве ключа, обычно подключается к точке кажущейся земли усилителя, охваченного параллельно-параллельной обратной связью. Это позволяет обеспечить соответствующее напряжение между затвором и истоком.

10-2. ОСНОВНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Элемент ИЛИ. Элемент типа ИЛИ реализуется схемой с параллельными ветвями. В схеме на рис. 10-4, *а* лампа горит в том случае, когда замкнут один или два ключа. В противном случае, когда ни один из ключей не замкнут, лампа не горит. Если лампу обозначить символом *C*, а ключи символами *A* и *B*, то логическое выражение ИЛИ можно записать в виде

$$A+B=C. \tag{10-1}$$

Эта функция может быть реализована с помощью простой диодной схемы, показанной на рис. 10-4, *а*. Если напряжение на любом из анодов возрастет до соответствующего уровня, то оно появится и на общем катоде. В таблице соответствия представлены все возможные комбинации входных переменных. На схеме показаны только два входа *A* и *B*, но все сказанное выше можно распространить на любое число входов.

Элемент И. Если ключи соединить последовательно, как показано на рис. 10-4, *б*, то энергия будет подаваться на лампу лишь в том случае, когда оба ключа находятся в замкнутом состоянии. Таким образом, имеется лишь одно состояние, при котором сигнал

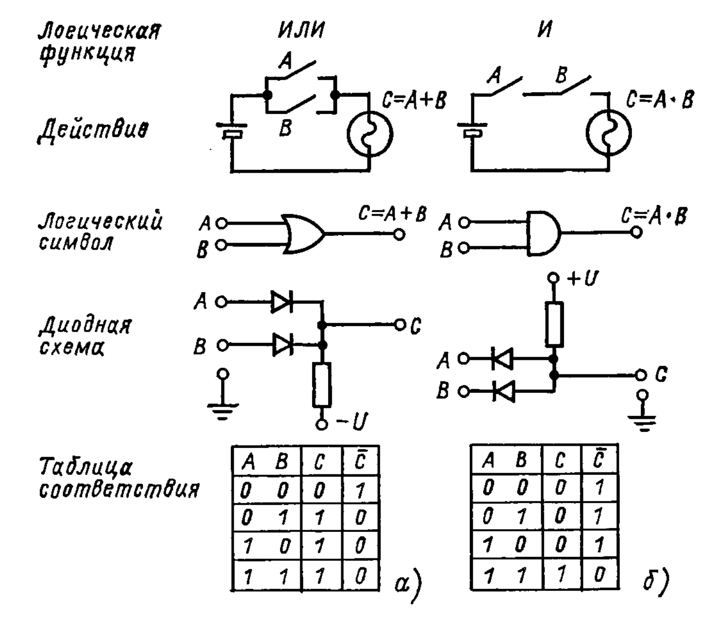


Рис. 10-4. Основные логические элементы.

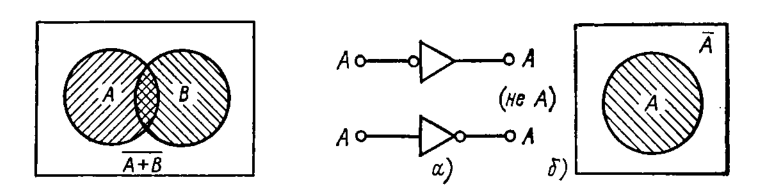


Рис. 10-5. Графическое представление логических функций ИЛИ и И.

Рис. 10-6. Символическое изображение инвертора (*а*) и общее множество $A + \bar{A} = 1$ (*б*).

появляется на выходе схемы. Соответствующее логическое высказывание записывается в виде

$$A \cdot B = C. \tag{10-2}$$

Функция И может быть реализована диодной схемой на рис. 10-4, *б*, в которой катоды диодов служат входными зажимами. Если на любом из катодов поддерживается низкий уровень напряжения, то на общем аноде также сохраняется низкий уровень.

Выходное напряжение может возрасти, только когда на все катоды одновременно подан высокий уровень напряжения, так как пока на катоде поддерживается малое напряжение, диод открыт и на аноде поддерживается тот же уровень плюс падение напряжения на открытом диоде.

Приведенные выше соотношения можно представить в виде диаграммы Венна (рис. 10-5), на которой заштрихованная область представляет $A + B$, а область с двойной штриховкой $A \cdot B$.

Элемент НЕ. Операцию отрицания выполняет инвертирующий усилитель. Если на вход усилителя подано A, то на выходе будет НЕ A, записываемое в виде $\bar{A}$. Таким образом, незаштрихованная область на диаграмме Венна представляет $\overline{A + B}$. Символы элемента отрицания, или инвертера, показаны на рис. 10-6, *а*.

10-3. ОСНОВНЫЕ ТОЖДЕСТВА, СВЯЗЫВАЮЩИЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ПЕРЕМЕННЫЕ

Соотношения между логическими переменными часто существенно отличаются от обычных арифметических тождеств. Это видно из табл. 10-1. Области A вместе с $\bar{A}$ образуют множество, такое, что

$$A+\bar{A}=1, \qquad (10\text{-}3)$$

т. е. $A + \bar{A}$ образуют общее множество, как показано на рис. 10-6, *б*. По этому рисунку можно проверить справедливость соотношений, приведенных в табл. 10-1.

Таблица 10-1

$$A+0=A$$
$$A\cdot 0=0$$
$$A+1=1$$
$$A\cdot 1=A$$
$$A+A=A$$
$$A\cdot A=A$$
$$A+\bar{A}=1$$
$$A\cdot\bar{A}=0$$
$$\bar{\bar{A}}=A$$

Теорема де Моргана. На рис. 10-5 незаштрихованная область представляет собой $\overline{A + B}$. Эта область эквивалентна области с двойной штриховкой на рис. 10-7, которая представляет собой $\bar{A}\cdot\bar{B}$ (положительным наклоном линий штриховки показана область $\bar{A}$, а отрицательным — область $\bar{B}$.) Таким образом, можно записать соотношение

$$\overline{A+B}=\bar{A}\cdot\bar{B}. \qquad (10\text{-}4)$$

Кроме того, незаштрихованная область на рис. 10-7 представляет собой $A\cdot B$, поэтому всю заштрихованную область можно представить в виде

$$\overline{A\cdot B}=\bar{A}+\bar{B}. \qquad (10\text{-}5)$$

Приведенные соотношения иллюстрируют теорему де Моргана, которая формулируется следующим образом: отрицание функции И (ИЛИ) можно заменить функцией ИЛИ (И) отрицания переменных.

Инвертирующие функции НЕ-ИЛИ и НЕ-И. Логические элементы, показанные на рис. 10-4, имеют ограничение по току, которое проявляется в случае присоединения на их выход других элементов.

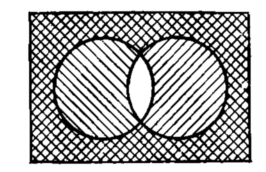


Рис. 10-7. Двойной штриховкой показана область $\bar{A}\cdot\bar{B}$, а вся заштрихованная область представляет $\bar{A} + \bar{B}$.

Для повышения уровня тока этих элементов ИЛИ и И на их выходе можно использовать инвертирующий усилитель. В результате схемы И и ИЛИ будут реализовывать функции НЕ-И и НЕ-ИЛИ и соответственно будут называться элементами НЕ-И и НЕ-ИЛИ.

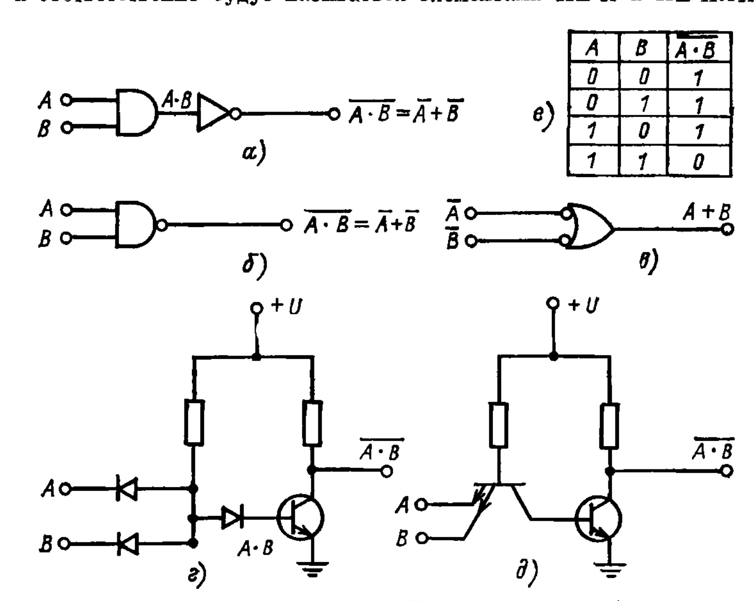


Рис. 10-8. Двухвходовый элемент И с инвертором (*а*), символические изображения элемента НЕ-И (*б*) и элемента ИЛИ с инвертирующими входами (*в*), схема диодно-транзисторного элемента НЕ—И (ДТЛ) (*г*); схема транзисторно-транзисторного элемента НЕ-И (ТТЛ) (*д*); таблица соответствия (*е*).

Как показано на рис. 10-8, *а*, операция инвертирования обозначается кружком на выходе усилителя. Таблицы соответствия инвертирующих функций приведены на рис. 10-4 двумя правыми столбцами. На выходе элемента НЕ-ИЛИ логическая «1» имеет место лишь в том случае, когда на оба входа поданы логические «0», т. е. он выполняет операцию И. Аналогично при инвертирую-

щих входах элемент типа НЕ-И реализует функцию ИЛИ. Так как каждая инвертирующая функция может выполнять обе логические операции, И и ИЛИ, их называют универсальными решающими элементами. Таким образом, для выполнения всех сложных логических операций в качестве основного может применяться только один тип элемента. Обычно чаще всего используется схема типа НЕ-И.

На рис. 10-8, *б* показано, что, используя теорему де Моргана, выход элемента НЕ-И можно представить в виде $\overline{A\cdot B} = \bar{A}+\bar{B}$. Тот же элемент типа НЕ-И может быть представлен в виде, показанном на рис. 10-8, *в*, где изображен символ элемента типа ИЛИ, но с инвертирующими входами, что обозначается кружками. Поэтому правее кружков входные сигналы приобретают значения A и B, а на выходе будет $A+B$, т. е. выполняется операция ИЛИ.

Схема типа НЕ-И может быть построена с использованием диодного элемента И и инвертирующего транзисторного усилителя, как показано на рис. 10-8, *г*. Диод, включенный между элементом И и базой транзистора, служит для того, чтобы прямое напряжение на входных диодах не открывало транзистор, когда на входные зажимы поданы нулевые уровни. В схеме на рис. 10-8, *д* вместо диодов используется эквивалентная транзисторная структура с несколькими эмиттерами. Здесь в качестве входных диодов используются эмиттерно-базовые переходы, а переход коллектор-база действует как элемент, изменяющий уровень напряжения.

10-4. ПРИМЕР ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

На рис. 10-9 изображен двухпозиционный переключатель, с помощью которого цифровые данные из каналов A или B направляются в канал C. Переключение осуществляется с помощью переменной X таким образом, что когда $X=1$, данные поступают из канала A, а когда $X=0$ ($\bar{X}=1$), данные поступают из канала B. Логическое выражение этой операции записывается в виде

$$AX+B\bar{X}=C. \tag{10-6}$$

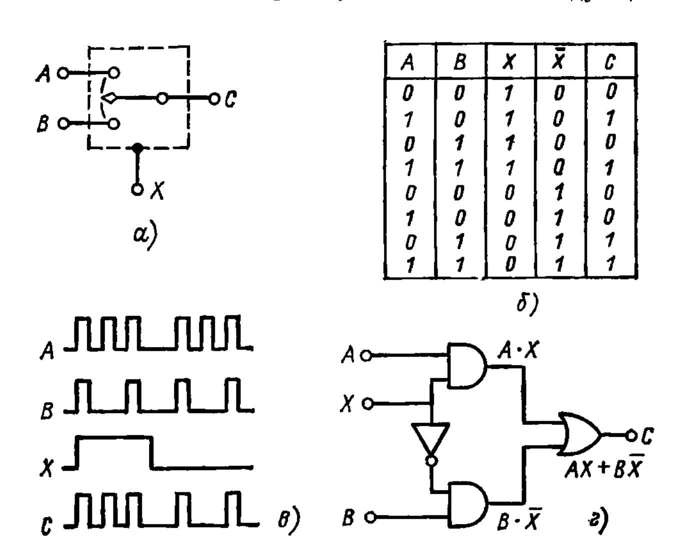
На выходе C появляется 1 в том случае, если A и X равны 1 или если B и $\bar{X}$ равны 1. Так как $X\cdot\bar{X}=0$, а X и $\bar{X}$ не могут одновременно принять значение 1, на выход будут проходить данные либо из канала A, либо из канала B, но никогда из двух каналов одновременно. Таблица соответствия и форма сигналов в каналах показаны на рис. 10-9. Из логического выражения (10-6) видно, что для его реализации требуются два элемента И и один элемент ИЛИ с инвертором для обеспечения переменной $\bar{X}$. Та же операция может быть выполнена с помощью трех элементов НЕ-И, как показано на рис. 10-10, *а*. Используя теорему де Моргана, выражение на выходе этой схемы можно записать в виде

$$C=\overline{\overline{A\cdot X}\cdot\overline{B\bar{X}}}=\overline{\overline{A\cdot X}}+\overline{\overline{B\cdot\bar{X}}}.$$

Используя основные тождества из табл. 10-1, окончательно получим:

$$C=A\cdot X+B\cdot\bar{X}.$$

В практике принято изображать символы таким образом, чтобы кружки, обозначающие инвертирование, располагались один возле другого, т. е. на выходе предыдущего и входе последующего эле-



A	B	X	$\bar{X}$	C
0	0	1	0	0
1	0	1	0	1
0	1	1	0	0
1	1	1	0	1
0	0	0	1	0
1	0	0	1	0
0	1	0	1	1
1	1	0	1	1

Рис. 10-9. Цифровой переключатель каналов.

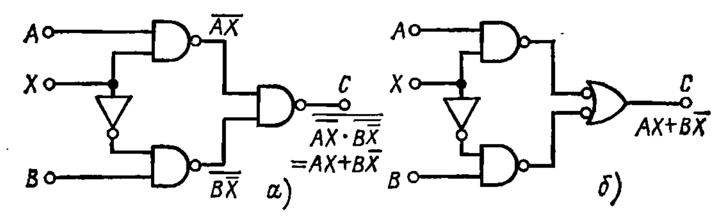


Рис. 10-10. Другие формы цифровых переключателей каналов.

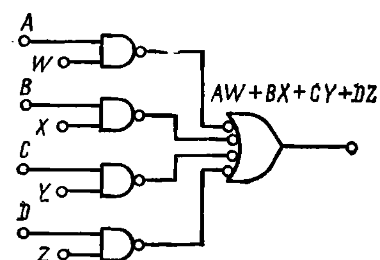


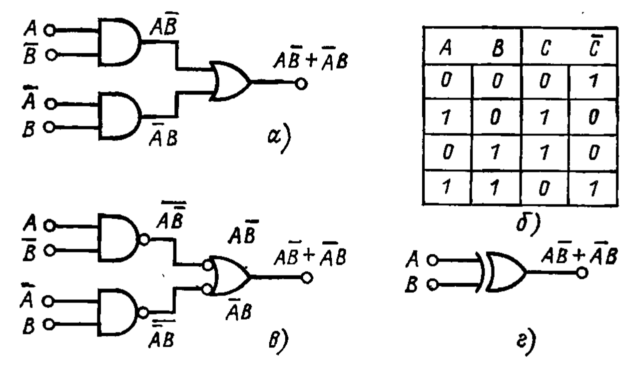
Рис. 10-11. Цифровой многоканальный переключатель.

ментов, как показано на рис. 10-10, *б*. Тогда две операции инвертирования взаимно уничтожаются и становится очевидно, что выходной клапан выполняет операцию ИЛИ.

Цифровой многоканальный переключатель каналов. Описанные системы с двумя входами могут иметь и большее количество входов, как показано на рис. 10-11. Каналы A, B, C или D, по которым подаются данные, выбираются путем подачи логической «1» на вход W, X, Y или Z. Такая операция часто используется в цифровых системах и реализуется на интегральных схемах со средним уровнем интеграции, где все элементы изготовлены на одной подложке.

10-5. СХЕМА «ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО ИЛИ»

Схема «исключительно ИЛИ» очень похожа на схему цифрового переключения. Сигнал на ее выходе появляется в том случае, когда на один из двух входов подан «0», в отличие от схемы ИЛИ (см.



A	B	C	C̄
0	0	0	1
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	0	1

Рис. 10-12. Схема «исключительно ИЛИ».

рис. 10-4, *а*), в которой «1» на выходе имеет место при подаче «0» на оба входа. Логическая функция схемы «исключительно ИЛИ» записывается в виде

$$A\bar{B}+\bar{A}B=C. \tag{10-7}$$

Как показано на рис. 10-12, для реализации этой функции требуются два элемента И и один элемент ИЛИ. Операция «исключительно ИЛИ» может быть реализована с помощью трех элементов типа НЕ-И следующим образом:

$$\overline{\overline{A\bar{B}+\bar{A}B}}=\overline{\overline{A\bar{B}}\cdot\overline{\bar{A}B}}.$$

Такое устройство называют сумматором по модулю два, так как выходная величина его равна сумме двух входных с основанием два.

Схема эквивалентности. Из таблицы соответствия на рис. 10-12, *б* видно, что отрицание выходной величины схемы «исключительно ИЛИ» равно «1» только в том случае, когда на оба входа поданы одинаковые сигналы, т. е. либо две «1», либо два «0». Это можно продемонстрировать следующим образом:

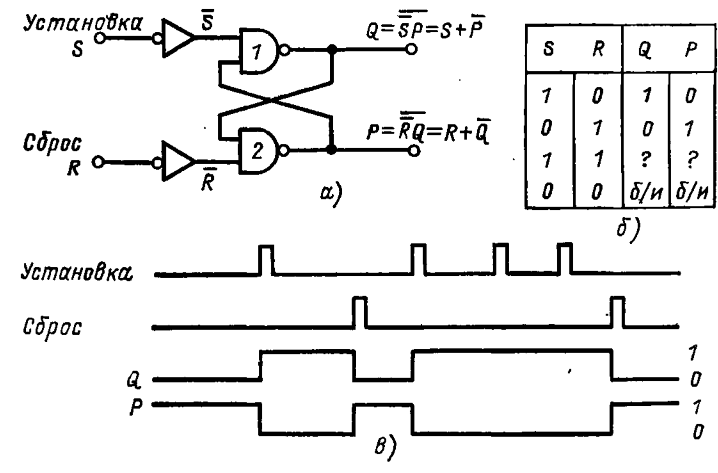
$$AB+\bar{A}\bar{B}=\overline{\overline{AB+\bar{A}\bar{B}}}=\overline{\overline{AB}\cdot\overline{\bar{A}\bar{B}}}=\overline{(\bar{A}+\bar{B})(A+B)}=$$
$$=\overline{A\bar{A}+A\bar{B}+\bar{A}B+B\bar{B}}=\overline{A\bar{B}+\bar{A}B},\ \text{поскольку}\ A\bar{A}=B\bar{B}=0.$$

Таким образом, полученное выражение является отрицанием соотношения (10-7).

На рис. 10-12, *в* и *г* показаны соответственно другая форма схемы «исключительно ИЛИ» и символ схемы «исключительно ИЛИ».

10-6. БИСТАБИЛЬНАЯ СХЕМА

Если два элемента НЕ-И соединить между собой, как показано на рис. 10-13, *а*, то они могут работать в качестве элемента памяти, который запоминает последний входной сигнал. Выходы Q и P обычно имеют противоположные состояния, кроме случая, когда на оба входа поданы «1». В нормальном режиме схема срабатывает при подаче «1» на один из входов *Установка* или *Сброс*. В первом



S	R	Q	P
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	?	?
0	0	б/и	б/и

Рис. 10-13. Бистабильная схема на двух элементах НЕ-И.

случае логический «0», поступающий на вход верхнего элемента НЕ-И, дает на его выходе «1», которая подается на вход нижнего элемента НЕ-И. Так как на второй вход элемента *2* подана также «1», его выход будет иметь состояние «0». Выходное напряжение элемента НЕ-И имеет низкий уровень (т. е. «0») только в том случае, когда на оба его входа подан высокий уровень напряжения, как это видно из таблицы соответствия элемента НЕ-И на рис. 10-8, *б*. Наличие логического «0» на выходе элемента *2* обеспечивает такое состояние элемента *1*, что его уровень напряжения на выходе остается высоким и в том случае, когда на вход *Установка* сигнал уже не подается. Это устойчивое состояние сохраняется до тех пор, пока не поступит импульс сброса, который переведет вход элемента *2* на низкий уровень, а выход на высокий. Это в свою очередь приведет к тому, что на обоих входах элемента *1* уровень напряжения будет высоким, а на выходе низким, т. е. схема переходит во второе устойчивое состояние. Такая бистабильная схема работает так, как показано на рис. 10-13, *в*. Импульс с входа *Установка* переключает выход в состояние 1, а последующий импульс

с входа *Сброс* возвращает выход в состояние «0». Аномальная ситуация имеет место при подаче импульсов одновременно на два входа R и S. После окончания входных импульсов напряжение на обоих выходах будет стремиться занять высокий уровень и состояние на выходе становится неопределенным.

10-7. ПРИМЕРЫ

Преобразователь напряжения в частоту. В некоторых случаях необходимо преобразовать входное напряжение в выходные колебания прямоугольной формы, частота которых пропорциональна уровню входного напряжения. Такое преобразование можно выполнить с помощью схемы, изображенной на рис. 10-14, *а*. Входное напряжение в этой схеме подается на интегратор. Выходное напряжение интегратора спадает со скоростью, пропорциональной уровню

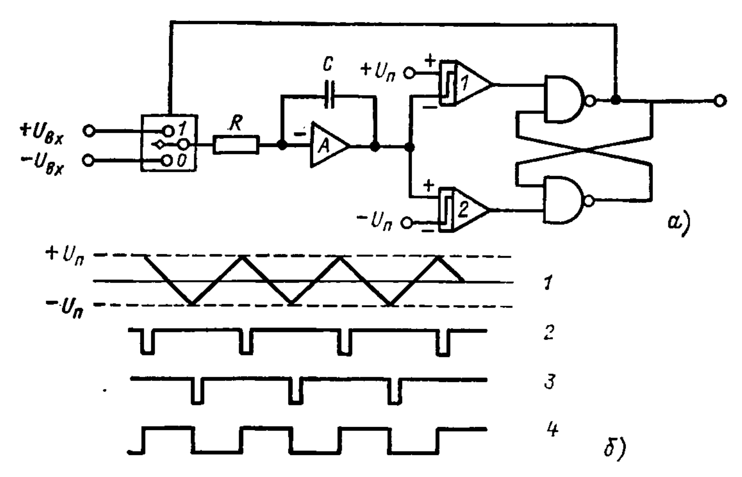


Рис. 10-14. Схема преобразователя напряжение-частота.

1 — напряжение на выходе интегратора; *2* и *3* — на выходе сравнивающих устройств; *4* — на выходе бистабильной схемы.

входного напряжения, до тех пор пока не достигнет заданного значения. В этой точке знак входного напряжения меняется на обратный и процесс интегрирования продолжается в противоположном направлении, пока выходное напряжение не достигнет верхнего предельного уровня. Затем снова происходит переключение знака входного напряжения.

Бистабильная схема используется здесь для фиксации направления, в котором происходит интегрирование. Она работает от двух сравнивающих устройств, на соответствующие входы которых поданы верхнее и нижнее предельные напряжения. Когда выходное напряжение интегратора превысит уровень предельного напряжения, выходное состояние сравнивающего устройства переключается из «1» в «0». С выхода элемента НЕ-И, имеющего на входе низкий уровень напряжения, на вход другого элемента НЕ-И будет подана «1». В результате на вход первого элемента поступит низкий уровень напряжения. Высокий уровень напряжения на выходе этого элемента остается и после окончания импульса от сравнивающего устройства. Выходное напряжение бистабильной схемы используется для управления переключателем, обеспечивая работу интегратора между двумя заданными предельными напряжениями. Выходное напряжение бистабильной схемы имеет прямоугольную форму, а его частота пропорциональна входному напряжению.

Выходное напряжение интегратора при постоянном входном напряжении можно найти из (6-35):

$$u_{вых} = -\frac{U_{вх}}{CR}t,$$

где t — время интегрирования.

В данном примере выходное напряжение ограничено предельными напряжениями $U_п$, т. е. диапазон его изменения составляет $2U_п$. Время интегрирования

$$t = 2U_пCR/U_{вх}. \qquad (10\text{-}8)$$

Так как t составляет только половину периода, частоту колебаний можно найти в виде

$$f = \frac{1}{2t} = \frac{U_{вх}}{4U_пCR}. \qquad (10\text{-}9)$$

На рис. 10-15 показана схема преобразователя напряжение-частота, в котором использован один аналоговый переключатель с логическим управлением. Лучше всего этот переключатель работает при включении его в точку суммирования, где уровень напряжения ограничен и осуществляется переключение тока.

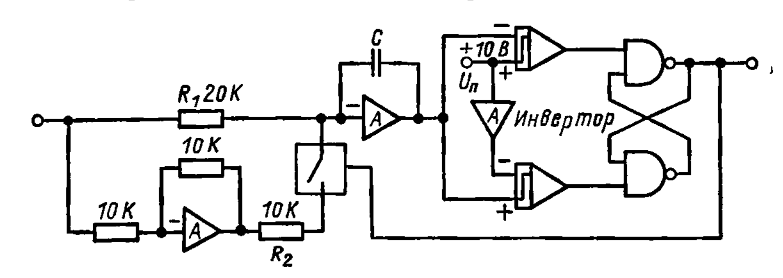


Рис. 10-15. Схема преобразователя напряжение-частота с однополюсным аналоговым переключателем.

Усилители должны иметь неинвертирующие входы, соединенные с землей через резисторы 10 кОм.

Для получения симметричных колебаний на выходе преобразователя сопротивление аналогового переключателя в замкнутом состоянии должно быть значительно меньше сопротивления R_2. Сопротивление R_2 = 10 кОм примерно в 100 раз превышает сопротивление переключателя и в 2 раза меньше сопротивления R_1, поэтому ток через него будет в 2 раза больше. Благодаря этому на входе усилителя обеспечивается реверсирование тока в точке суммирования, к которой присоединен переключатель.

Как было показано, для работы усилителя желательно иметь минимальное сопротивление R. Однако при этом нужно следить за тем, чтобы емкость конденсатора не оказалась чрезмерно большой. Используя сопротивления резисторов, показанные на рис. 10-15, и полагая, что при $U_{\text{вх}} = 10$ В максимальная частота равна 10 кГц, из (10-9) получим:

$$C = \frac{U_{\text{вх}}}{4U_{\text{п}}Rf} = \frac{10}{4\cdot 10\cdot 20\cdot 10^3\cdot 20\cdot 10^3} = 0{,}0125 \text{ мкФ}. \quad (10\text{-}10)$$

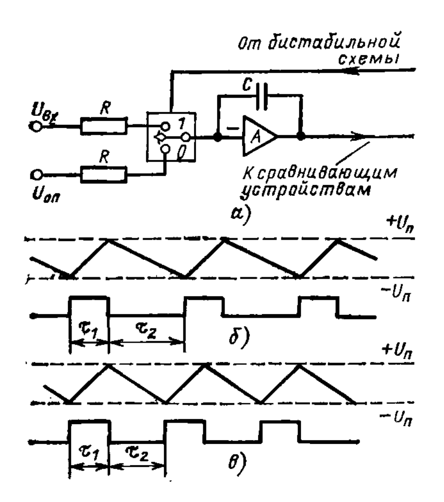


Рис. 10-16. Схема генератора переменной скважности (*а*), форма напряжений на выходе интегратора и второго клапана бистабильной схемы (*б*) и форма напряжений при большем входном напряжении (*в*).

Генератор с переменной скважностью. Если в схеме на рис. 10-14, *а* входной зажим, обозначенный — $U_{\text{вх}}$, присоединить к источнику отрицательного опорного напряжения, то выходные колебания будут иметь переменную скважность, как показано на рис. 10-16. Интервал τ_1 остается постоянным, а τ_2 обратно пропорционален напряжению $U_{\text{вх}}$. Таким образом,

$$\tau_1 = 2U_{\text{п}}CR/U_{\text{оп}}$$

$$\text{и} \quad \tau_2 = 2U_{\text{п}}CR/U_{\text{вх}}$$

$$\text{или} \quad \tau_1/\tau_2 = U_{\text{вх}}/U_{\text{оп}}.$$

Модулятор длительности импульсов. Модулятор длительности импульсов, в котором средняя площадь импульсов пропорциональна входному напряжению, можно построить, если входное напряжение подавать на интегратор постоянно, а опорное напряжение — через переключатель, как показано на рис. 10-17, *а*. Тогда

$$\tau_1 = 2U_{\text{п}}CR/U_{\text{вх}} \quad \text{и}$$

$$\tau_2 = 2U_{\text{п}}CR/(U_{\text{оп}} - U_{\text{вх}}) \quad \text{или}$$

$$\tau_1/\tau_2 = (U_{\text{оп}} - U_{\text{вх}})/U_{\text{вх}}$$

$$\text{и} \quad \tau_2/(\tau_1 + \tau_2) = U_{\text{вх}}/U_{\text{оп}}.$$

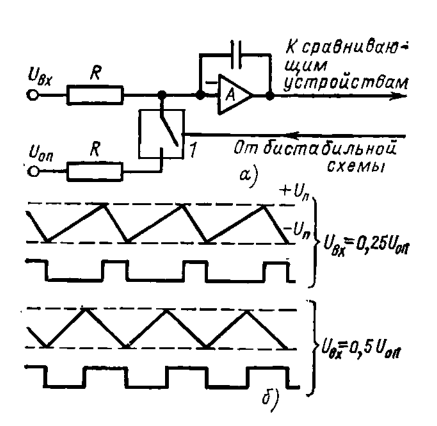


Рис. 10-17. Схема модулятора длительности импульсов.

Таким образом, средняя площадь импульса пропорциональна входному напряжению, как показано на рис. 10-17, *б*. Здесь же дана форма напряжений на выходе интегратора и бистабильной схемы для двух различных напряжений.

10-8. БИСТАБИЛЬНАЯ СХЕМА С ВНЕШНИМ ЗАПУСКОМ

Если в бистабильной схеме на рис. 10-13 инверторы заменить элементами типа НЕ-И, как показано на рис. 10-18, то изменение состояния в ней будет происходить только при подаче запускающего импульса на вход «Запуск».

На входе бистабильной схемы на рис. 10-19 используется инвертор. Он предназначен для того, чтобы обеспечить подачу противоположных сигналов на входы элементов НЕ-И, т. е. когда на один элемент поступает «1», то на второй — «0», и наоборот. В такой схеме неопределенное состояние оказывается невозможным и выходные сигналы всегда будут противоположными, а на выходе Q сигнал будет таким же, как и на входе D. Таким образом, на выходе Q воспроизводятся данные, которые поступают на вход во время подачи запускающего импульса.

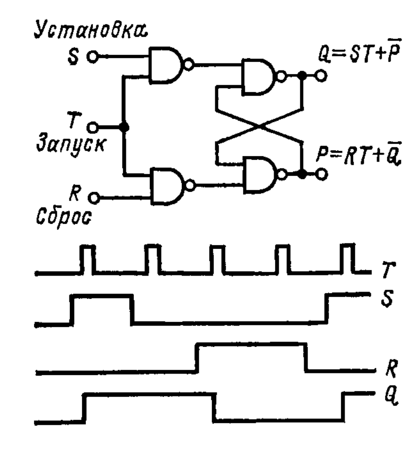
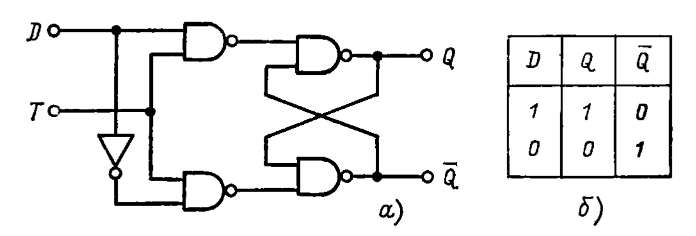


Рис. 10-18. Бистабильная схема с внешним запуском.



D	Q	$\overline{Q}$
1	1	0
0	0	1

Рис. 10-19. Схема воспроизведения входных данных (*а*) и таблица соответствия (*б*).

10-9. ДЕЛЬТА-МОДУЛЯТОР

Дельта-модулятор вырабатывает импульсы, длительность которых приближенно выражает скорость изменения аналогового входного сигнала. Он применяется в цифровых системах и имеет вид, показанный на рис. 10-20.

Выходное напряжение интегратора подается на сравнивающее устройство и сравнивается с аналоговым входным сигналом. Если входной сигнал оказывается больше, то на выходе сравнивающего устройства появляется низкий уровень напряжения (логический «0»), и с приходом запускающего импульса выход $\bar{Q}$ бистабильной схемы переходит в состояние «1». Благодаря этому ключ замыкает источник $-U_{\text{оп}}$ на вход интегратора и выходное напряжение интегратора нарастает в положительном направлении, приближаясь

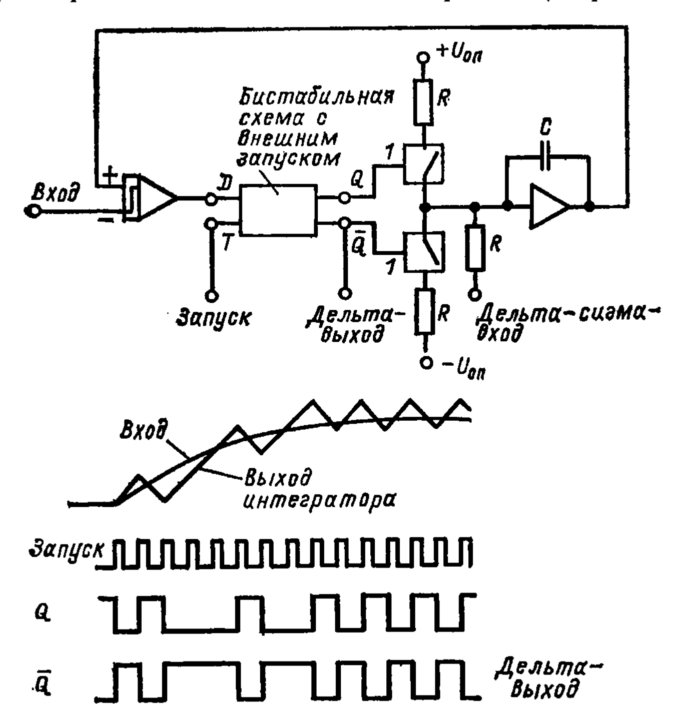


Рис. 10-20. Схема дельта-модулятора.

к уровню аналогового входного сигнала. После того как выходное напряжение достигнет уровня входного сигнала, следующий запускающий импульс изменит состояние бистабильной схемы и процесс интегрирования будет продолжаться в противоположном направлении. Таким образом, выходное напряжение отслеживает аналоговый входной сигнал, а поскольку на вход интегратора подается напряжение с бистабильной схемы, последнее представляет собой производную входного аналогового сигнала.

В другом режиме работы рассмотренной схемы используется дельта-сигма-вход, показанный на рис. 10-20. В этом случае инвертирующий вход сравнивающего устройства заземляется. В результате выходное напряжение представляет собой модулированные по длительности импульсы, синхронные с запускающими импульсами. Интегратор усредняет разность между модулированными импульсами и аналоговым входным сигналом, а сравнивающее устройство переводит бистабильную схему в такое состояние, при котором разность между этими двумя сигналами уменьшается. Таким образом, выходное напряжение в этом режиме является импульсной аппроксимацией аналогового входного сигнала.

Принципы проектирования. Если принять сопротивление резистора $R = 10$ кОм, а напряжение $U_{\text{оп}} = +10$ В, то потребуется рассчитать только емкость интегрирующего конденсатора. При частоте следования запускающих импульсов 1 кГц, полагая, что максимальное изменение напряжения интегратора в течение одного периода запускающих импульсов ограничено величиной 0,1 В (т. е. 1% максимального выходного напряжения, равного 10 В), емкость конденсатора находим из соотношения для интегратора при постоянном входном напряжении, равном $U_{\text{оп}}$:

$$U_{\text{вых}} = -tU_{\text{оп}}/CR$$

или

$$C = \left|\frac{tU_{\text{оп}}}{U_{\text{вых}}R}\right| = \frac{10\cdot10^{-3}}{10^{-1}\cdot10^{4}} = 10 \text{ мкФ}.$$

Так как скорость изменения синусоидального напряжения $E\sin\omega t$ равна

$$\frac{d}{dt}E\sin\omega t = E\omega\cos\omega t,$$

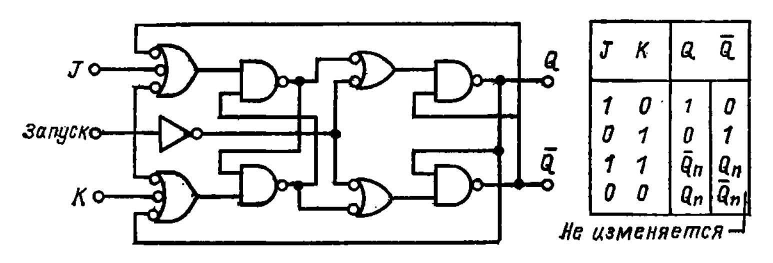
а ее максимальное значение $E\omega$, скорость изменения выходного напряжения интегратора 0,1 В за 1 мс будет ограничивать рабочую частоту модулятора величиной $\omega = 100/E = 10$ рад/с при $E = 10$ В. Если требуется обеспечить более высокую рабочую частоту, необходимо уменьшать емкость конденсатора C при одновременном повышении частоты запускающих импульсов, с тем чтобы снизить уровень шумов.

10-10. БИСТАБИЛЬНАЯ СХЕМА ТИПА *J-K*

Две синхронизированные бистабильные схемы *R-S* типа можно соединить вместе таким образом, что они обеспечат бистабильное действие, при котором выходные состояния будут обусловлены входами *J* и *K*, а неопределенные состояния будут исключены. Ведущая бистабильная схема, как показано на рис. 10-21, *а*, срабатывает при подаче запускающих сигналов.

Если на оба входа *J* и *K* подан высокий уровень напряжения, то благодаря действию высокого выходного напряжения тот входной элемент, на который оно подано, пропустит запускающий импульс. В этом заключается действие ведущей части схемы НЕ-И. Затем, когда запускающий сигнал переходит в «0», ведомый элемент НЕ-И передаст «1» на выход того элемента, который перед этим имел состояние «0». Последующий импульс запуска будет направлен на другой выход. Таким образом, при подаче последовательности запускающих импульсов выходные состояния бистабильной схемы или триггера будут изменяться из «0» в «1» и снова в «0». Два различных выходных состояния триггера позволяют использовать его в качестве двоичного счетного элемента. Если на входах *J* и *K* поддерживать уровни, соответствующие логическому «0», триггер не будет изменять своего состояния, так как запускаю-

щие импульсы не смогут пройти на выход элементов НЕ-И. Если же на входе J или K поддерживается высокий уровень, то триггер с помощью запускающих импульсов будет переходить в состояние «0» или «1» и сохранять это состояние до прихода следующего импульса запуска.



J	K	Q	$\bar{Q}$
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	$\bar{Q}_n$	Q_n
0	0	Q_n	$\bar{Q}_n$

Рис. 10-21. Бистабильная схема типа J-K (a).

На рис. 10-21, $б$ дана таблица соответствия; состояния показаны после подачи $(n+1)$-го запускающего импульса.

10-11. ДВОИЧНЫЕ СЧЕТЧИКИ НА ТРИГГЕРАХ

Асинхронная схема. На рис. 10-22 показано соединение четырех бистабильных элементов, образующих счетчик с шестью различными состояниями. Форма сигналов в различных точках счетчика изображена для бистабильных элементов, которые срабатывают от фронта запускающих импульсов. Здесь можно использовать триггеры, имеющие ведущую и ведомую части, но так как ведомая часть не срабатывает до тех пор, пока запускающий сигнал не перейдет в «0», схема будет срабатывать в момент спада импульса. С помощью входа *Сброс* все триггеры можно установить в состояние «0» независимо от состояния на входе *Запуск*. В некоторых случаях счетчик имеет вход *Установка*, который предназначен для перевода всех триггеров в состояние «1».

Такой тип счетчика часто называют счетчиком последовательного действия, так как каждый последующий триггер срабатывает после предыдущего. Для срабатывания каждого триггера требуется конечное время, поэтому для работы многоразрядных счетчиков может потребоваться слишком большой интервал времени. Особенно это относится к счетчикам, работающим в реверсивном режиме, т. е. когда запуск триггеров переключается с выхода $\bar{Q}$ на выход Q. В этом случае должно быть предусмотрено время на прохождение запускающего импульса через все каскады счетчика до того, как произойдет реверсивное переключение. Время прохождения импульса для одного каскада приблизительно равно 50 нс, следовательно, для 10-разрядного счетчика потребуется время около 500 нс. Таким образом, скорость счета будет ограничена частотой около 2 МГц.

Синхронная схема. Синхронная схема позволяет получить более высокое быстродействие. При параллельной подаче запускающих импульсов на все триггеры, как показано на рис. 10-23, для того чтобы переключались нужные элементы, необходимо иметь специальную схему стробирования J-K входов, причем стробирование должно осуществляться перед подачей импульсов запуска. Первый каскад A может переключаться всегда, так как на его J-K входах поддерживается высокий уровень. Из рис. 10-22 видно, что для изменения состояния каскада B требуется, чтобы

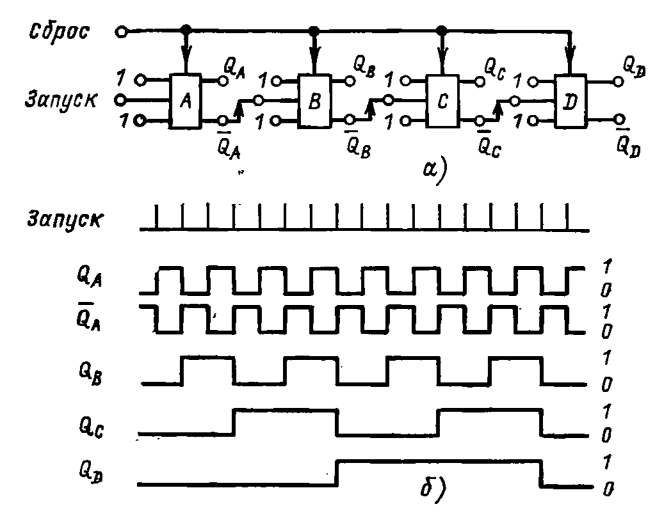


Рис. 10-22. Схема асинхронного двоичного счетчика (a) и форма напряжений при запуске триггеров положительным перепадом напряжения ($б$).

уровень на выходе Q_A был высоким. Таким же образом каскад C изменит свое состояние, когда на выходах Q_A и Q_B будет высокий уровень. Управление J-K входами триггера C осуществляется элементом И, на входы которого сигналы поступают с выходов Q_A и

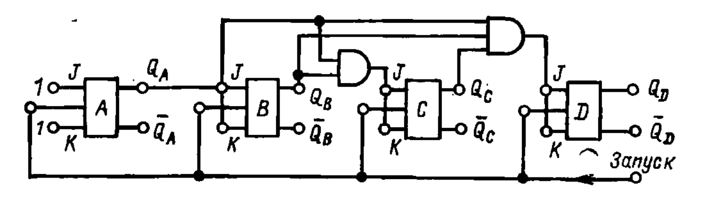


Рис. 10-23. Схема синхронного счетчика.

Q_B. Точно так же J-K входы каскада D соединены с выходом элемента И, на входы которого подаются сигналы с трех выходов предыдущих каскадов Q_A, Q_B и Q_C. В такой схеме время прохождения сигнала равно времени срабатывания элементов И плюс время переключения одного триггера. Кроме того, время прохождения сигнала здесь не зависит от числа каскадов счетчика.

10-12. ДЕКОДИРОВАНИЕ

Шестнадцать состояний четырехкаскадного счетчика, которые представляют собой числа от 0 до 15, показаны в виде состояний отдельных каскадов на рис. 10-24, *а*. Другим способом изображения состояний счетчика является карта Карно на рис. 10-24, *б*. Все возможные состояния четырех триггеров размещены вдоль осей, а десятичные числа расположены на соответствующих позициях.

а)

Вес	8 D	4 C	2 B	1 A	Декодирование
0	0	0	0	0	$\bar D\ \bar C\ \bar B\ \bar A$
1	0	0	0	1	$\bar D\ \bar C\ \bar B\ A$
2	0	0	1	0	$\bar D\ \bar C\ B\ \bar A$
3	0	0	1	1	$\bar D\ \bar C\ B\ A$
4	0	1	0	0	$\bar D\ C\ \bar B\ \bar A$
5	0	1	0	1	$\bar D\ C\ \bar B\ A$
6	0	1	1	0	$\bar D\ C\ B\ \bar A$
7	0	1	1	1	$\bar D\ C\ B\ A$
8	1	0	0	0	$D\ \bar C\ \bar B\ \bar A$
9	1	0	0	1	$D\ \bar C\ \bar A\ A$
10	1	0	1	0	$D\ \bar C\ B\ \bar A$
11	1	0	1	1	$D\ \bar C\ B\ A$
12	1	1	0	0	$D\ C\ \bar B\ \bar A$
13	1	1	0	1	$D\ C\ \bar B\ A$
14	1	1	1	0	$D\ C\ B\ \bar A$
15	1	1	1	1	$D\ C\ B\ A$

б)

C D \ A B	0 0	0 1	1 1	1 0
0 0	0	2	3	1
0 1	8	10	11	9
1 1	12	14	15	13
1 0	4	6	7	5

в)

$\bar Q_A$, $\bar Q_B$, $\bar Q_C$, $\bar Q_D$ → 0 → $\overline{\bar A \bar B \bar C \bar D}$

Q_A, $\bar Q_B$, $\bar Q_C$, $\bar Q_D$ → 1 → $\overline{A \bar B \bar C \bar D}$

Q_A, Q_B, $\bar Q_C$, Q_D → 11 → $\overline{A B \bar C D}$

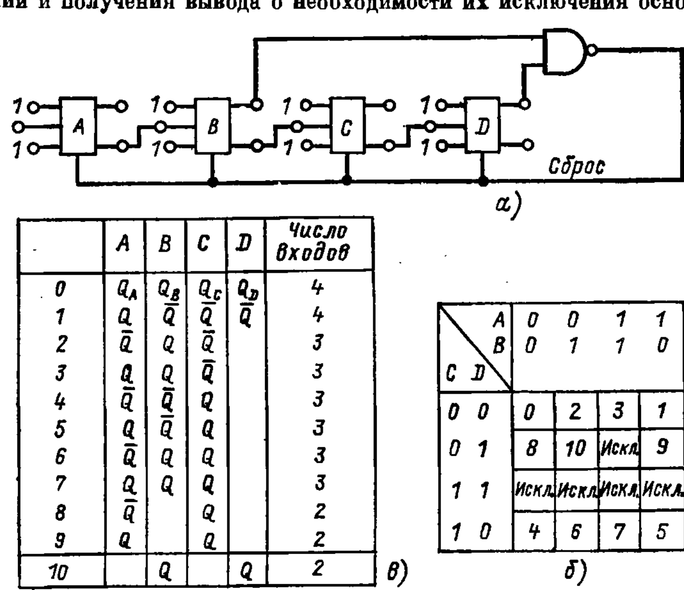
Рис. 10-24. Состояния четырехкаскадного двоичного счетчика.

Выходы Q соответствуют рис. 10-23, т. е. $A = Q_A$; $\bar A = \bar Q_A$.

Для индикации отдельных состояний можно использовать четырехвходовые элементы. Как показано на рис. 10-24, *в*, соответствующим выбором выходов триггеров и подачи их на вход элемента И можно получить высокий уровень на его выходе только при одной входной комбинации. Необходимые комбинации приведены на рис. 10-24, *а*. Они получаются путем выбора дополнительных выходов триггеров. Так, например, для десятичного нуля дополнительными выходами будут $\bar Q_A$, $\bar Q_B$, $\bar Q_C$ и $\bar Q_D$, а для числа 10 требуемой комбинацией выходов является $\bar Q_A$, Q_B, $\bar Q_C$ и Q_D.

10-13. ДЕКАДНЫЙ СЧЕТЧИК

Путем декодирования одиннадцати состояний и использования результата для сброса триггеров, можно осуществить работу счетчика в диапазоне от 0 до 9. Схема такого счетчика показана на рис. 10-25, *а*. Если состояния счетчика должны декодироваться, то четырехвходовые элементы необходимы не на всех позициях, так как состояния от 11 до 15 не будут заняты. Поскольку состояние (число) 10 используется для сброса счетчика на нуль, нет необходимости отличать его от соседнего состояния 11, которое не используется. Таким образом, выход триггера A на рис. 10-25, *а* использоваться не будет. Точно так же, вследствие того, что состояние 14 не используется, выход каскада C не будет задействован. Следовательно, состояние 10 может декодироваться двухвходовым элементом, как показано на схеме. Метод проверки соседних состояний и получения вывода о необходимости их исключения основан



	A	B	C	D	Число входов
0	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	4
1	Q	$\bar Q$	$\bar Q$	$\bar Q$	4
2	$\bar Q$	Q	$\bar Q$		3
3	Q	Q	$\bar Q$		3
4	$\bar Q$	$\bar Q$	Q		3
5	Q	$\bar Q$	Q		3
6	$\bar Q$	Q	Q		3
7	Q	Q	Q		3
8	$\bar Q$		Q		2
9	Q		Q		2
10		Q		Q	2

C D \ A B	0 0	0 1	1 1	1 0
0 0	0	2	3	1
0 1	8	10	Искл	9
1 1	Искл	Искл	Искл	Искл
1 0	4	6	7	5

Рис. 10-25. Асинхронный декадный счетчик.

на анализе карты Карно (рис. 10-25, *б*). Например, для десятичного числа 0 соседними являются числа 1, 4, 2 и 8. (Границами являются 1, стоящая слева от 0, и 0, стоящий справа от 1.) Все эти числа необходимо отображать отдельно, поэтому требуется четырехвходовый элемент, так же и для десятичной 1. Однако для числа 2 соседними являются 0, 6, 3 и 10, причем последнее отображать не требуется, следовательно, выход D для декодирования не используется. Полные требования к схеме декодирования сведены в таблицу на рис. 10-25, *в*.

10-14. ПРИМЕНЕНИЕ СЧЕТЧИКОВ

Цифровой вольтметр. На рис. 10-26 показана схема, в которой импульсы от генератора пропускаются через элемент И до тех пор, пока выходное напряжение интегратора не превысит входное. В результате число, записанное в счетчике, будет пропорционально входному напряжению.

Принципы проектирования. Номинальное входное напряжение от 0 до 10 В можно представить тремя десятичными разрядами от 0 до 9,99. Положим, что частота генератора равна 1 кГц, а время заполнения счетчика 1 с.

Постоянная времени интегратора. Выходное напряжение должно достигать максимального уровня входного напряжения, равного 10 В, в течение 1 с. Следовательно, постоянная времени должна быть равна 1 с. Можно выбрать $R = 1$ МОм и $C = 1$ мкФ.

Переключатель сброса. Для этой цели используется двухполюсный ключ, который осуществляет сброс счетчика в нуль (000) и разряжает конденсатор интегратора.

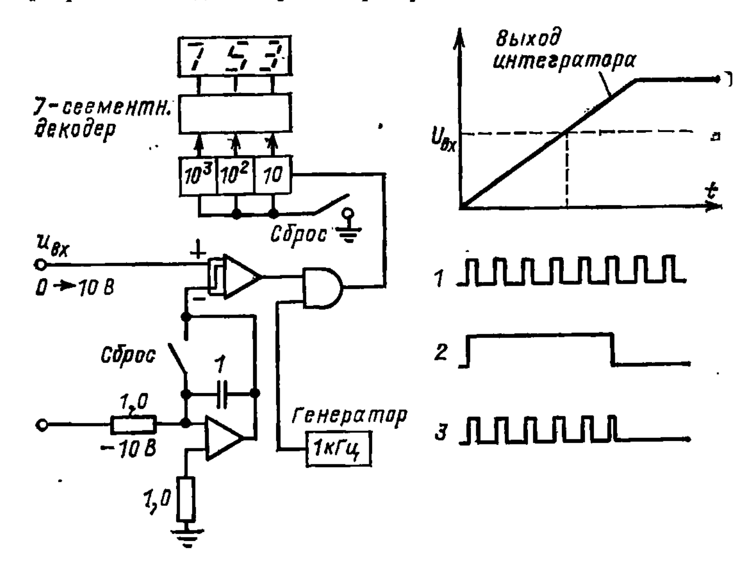
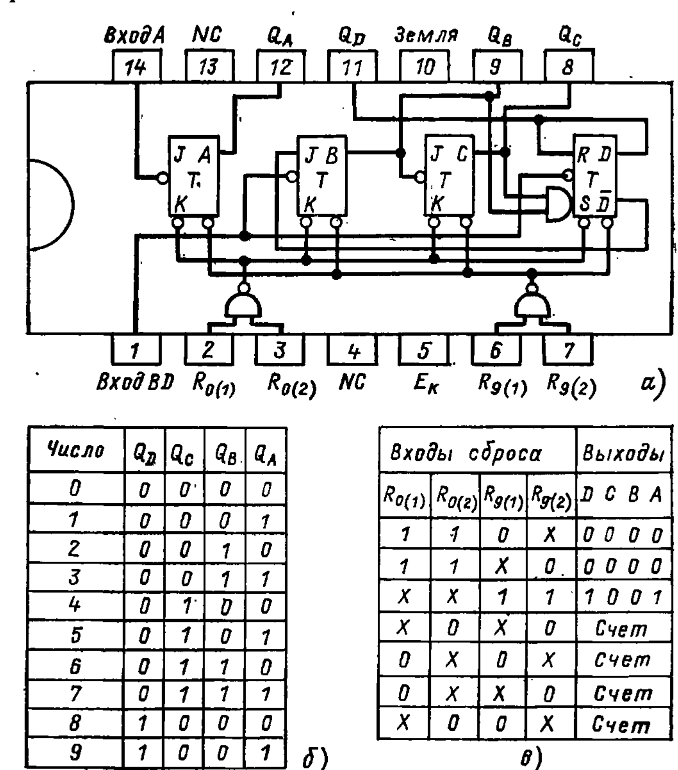


Рис. 10-26. Схема цифрового вольтметра и форма напряжений в различных точках схемы.

1 — счетные импульсы; 2 — стробимпульс; 3 — импульсы, поступающие в счетчик.

Счетчик и блок отображения. Самым удобным и экономичным методом реализации счетчика является использование интегрального декадного блока со средним уровнем интеграции. Таким устройством является схема SN7490, которая представляет собой четырехразрядный счетчик, состоящий из каскада деления на пять и следующего за ним каскада деления на два. Схема типа Texas SN7490N в корпусе с двумя рядами выводов показана на рис. 10-27, *а*. На этом же рисунке приведены таблицы соответствия для последовательных отсчетов (*б*) и состояний в режиме сброса и счета (*в*). Если схема используется в качестве десятичного счетчика с двоичным кодом, то выход *A* соединяется с входом *BD* и для получения трехкаскадной системы требуется соединить последовательно три такие схемы.

В качестве устройства считывания информации обычно применяется семисегментное устройство отображения. Как показано на рис. 10-26, выходные данные можно преобразовать для отображения на числовом дисплее с помощью семисегментного декодирующего устройства SN7478.



Число	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Входы сброса				Выходы
$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$R_{9(1)}$	$R_{9(2)}$	D C B A
1	1	0	X	0 0 0 0
1	1	X	0	0 0 0 0
X	X	1	1	1 0 0 1
X	0	X	0	Счет
0	X	0	X	Счет
0	X	X	0	Счет
X	0	0	X	Счет

Рис. 10-27. Схема десятичного счетчика SN7490N с бинарным кодом (*а*), таблицы соответствия последовательности счета (*б*) и состояний в режиме сброса и счета (*в*).

Знаком *X* обозначены исключенные состояния.

Автоматический режим работы. Считывание информации в системе осуществляется при разомкнутом ключе сброса. Если схему модифицировать, как показано на рис. 10-28, то считывание будет происходить каждые 10 с. Четырехразрядный счетчик работает циклически с периодом 10 с. В конце интервала в 2 с четвертым символом старшего разряда будет «1». Эта «1» используется для сброса счетчика и интегратора на «0».

Режим запрета. Чтобы предотвратить изменение показаний устройства отображения во время работы счетчика, по окончании

счета можно подать сигнал на схему запрета. Схема запрета представляет собой элементы с перекрестными связями, которые сохраняют состояние в момент переключения триггера из «1» в «0».

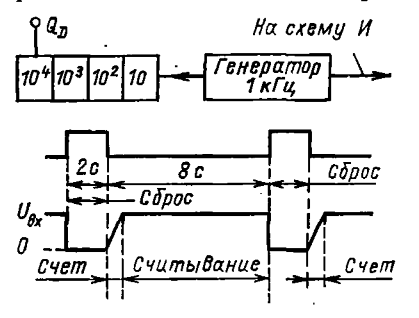


Рис. 10-28. Четырехдекадный счетчик вырабатывает импульсы сброса, обеспечивающие автоматическую работу цифрового вольтметра.

Если на выходе старшей декады счетчика будет пятое состояние (т. е. на входах элемента И будут Q_A, $\bar{Q}_B$ и Q_C), то смена числа на устройстве отображения происходит четко, без мерцания. Такая схема показана на рис. 10-29.

Аналогово-цифровой преобразователь. Выход схем запрета является цифровым представлением входного напряжения, выраженного через ток. Эта выходная информация может иметь десятичную форму в двоичном коде, как и ранее, и иметь значения от 0 до 999, а также может быть представлена в виде двоичного числа, которое при двенадцати разрядах будет иметь значения от 0 до 4095. При использовании схем запрета период считывания информации (см. рис. 10-28) можно уменьшить для повышения быстродействия. Частота счетных импульсов также может быть выбрана более высокой.

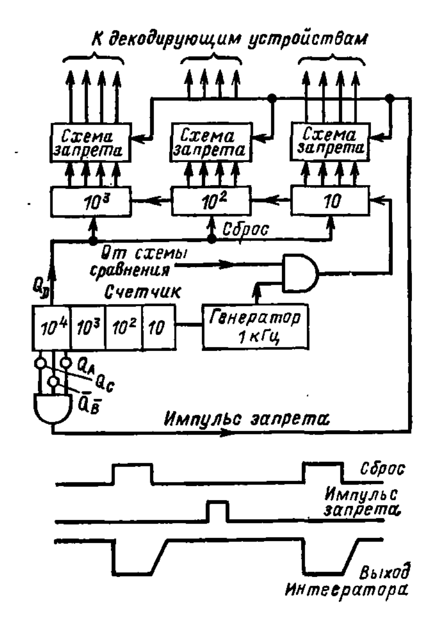


Рис. 10-29. Применение схем запрета для устранения мерцания устройства отображения.

Измерение периода. Система, показанная на рис. 10-26, является основой устройства измерения периода. На рис. 10-30 показано, каким образом можно измерить период входных колебаний. Сравнивающее устройство преобразовывает входной сигнал в прямоугольные импульсы. При высоком уровне этих импульсов схема И пропускает импульсы от генератора на счетчик. Триггер *J-K* сбрасывается на 0, когда выходное напряжение сравнивающего устройства возвращается к низкому уровню. Это позволяет блокировать подачу импульсов на счетчик при последующем положительном напряжении на входе. Первоначальная установка

триггера и сброс счетчика на «0» осуществляется вручную. После этого система готова к работе. При входном напряжении больше нуля выходное напряжение сравнивающего устройства имеет высокий уровень и элемент *1* пропускает импульсы от генератора. Когда напряжение на выходе сравнивающего устройства снижается до нулевого уровня, происходит сброс триггера и импульсы от генератора больше не поступают на элемент *1*. Теперь в счетчике будет записано число, равное количеству импульсов генератора за период времени, в течение которого аналоговое входное напряжение имело положительный знак. В таком состоянии система остается до тех пор, пока не будет осуществлен ручной сброс с помощью ключа. Система может работать также и в автоматическом режиме, если использовать метод, аналогичный тому, который рассматривался в схеме цифрового вольтметра.

Рис. 10-30. Схема измерения периода колебаний.

1 — аналоговый входной сигнал; *2* — выходные импульсы сравнивающего устройства; *3* — импульс сброса; *4* — выход триггера; *5* — импульсы, поступающие на счетчик, которые представляют период входных колебаний; *6* — счетные импульсы от генератора.

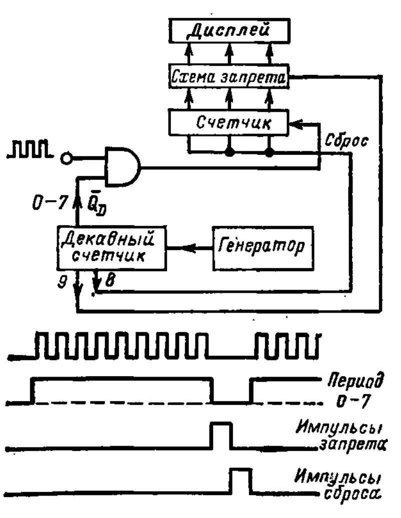


Рис. 10-31. Измеритель частоты.

Измерение частоты. Частоту следования импульсов можно определить путем подсчета числа импульсов за известный интервал времени. Если в системе, показанной на рис. 10-31, за интервал времени, равный 1 с, было подсчитано 800 импульсов, то частота следования равна 800 Гц. При использовании более длительных интервалов для счета импульсов, а также при применении счетчика и устройства отображения с большим числом разрядов можно выполнять измерение частоты с более высокой точностью.

Если выбрать частоту генератора равной 1,25 кГц и с помощью трехкаскадного счетчика поделить ее на 10^3, как показано на рисунке, то, обратившись к таблице соответствия на рис. 10-27, *б*, можно показать, что на выходе третьего каскада $\bar{Q}_D$ за время, в течение которого состояние изменится от 0 до 7, будет обеспечен мерный интервал, равный 1 с. Импульсы запрета формируются с выходов $Q_D \cdot \bar{Q}_A$, а импульсы сброса — с выходов $\bar{Q}_D \cdot Q_A$. В сумме длительность импульсов сброса и запрета составляет 0,125 с. Состояние устройства отображения изменяется только в момент начала импульса запрета, когда на него передается состояние, записанное в счетчике. Как и в предыдущем случае, устройство сравнения используется для преобразования синусоидального напряжения в импульсы прямоугольной формы.

Интегрирующий цифровой вольтметр. На рис. 10-15 показан преобразователь напряжения в частоту, действие которого основано на использовании интегратора на входе устройства. Если соединить выход этой схемы со счетчиком, то можно построить цифровой вольтметр. Преимущество такой схемы по сравнению с описанной заключается в том, что помехи на частоте 50 Гц не оказывают влияния на измерение, если период интегрирования сделать кратным 20 мс.

Глава одиннадцатая

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

В настоящей главе приводятся некоторые общие аспекты практической разработки электронных устройств, которые применимы ко всем предшествующим главам. Предметом рассмотрения являются факторы, оказывающие влияние на выбор резисторов и конденсаторов, и правила применения интегральных схем. Завершается глава замечаниями по вопросам экранирования и заземления.

11-1. РЕЗИСТОРЫ [55]

Основными характеристиками, которые следует учитывать при выборе резисторов для конкретного применения, являются размеры, номинальная мощность, стабильность и допуски. Кроме того, в некоторых специальных случаях важное значение могут иметь шумы, максимальное рабочее напряжение и диапазон рабочих частот.

Номинальная мощность. Этот параметр определяет максимальную мощность, которую может рассеивать данный резистор без чрезмерного повышения температуры. Обычно номинальная мощность устанавливается для работы при температуре окружающей среды, не превышающей 40°С. Если же температура окружающей среды оказывается выше указанной, то рассеиваемую резистором мощность необходимо уменьшить в соответствии с характеристиками, приводимыми в паспортных данных. Как правило, при температуре окружающей среды 70°С мощность рассеяния резистора, предназначенного для работы при температуре 40° С, должна уменьшаться на 50%. На практике углеродные резисторы могут в этих условиях выдержать до 60% номинальной мощности.

Стабильность. Стабильность резистора характеризует его способность сохранять неизменным номинальное сопротивление в течение заданного срока хранения или эксплуатации. Дать простой показатель стабильности резистора не представляется возможным по той причине, что на нее оказывают влияние различные параметры. Поэтому в паспортных данных резисторов обычно приводится предельное отклонение сопротивления от номинальной величины, выраженное в процентах.

Изменение нагрузки представляет собой максимально допустимое изменение сопротивления после 1000 ч работы при температуре окружающей среды +70°С и при полной мощности рассеяния резистора.

Температурный коэффициент сопротивления показывает изменение сопротивления в зависимости от рабочей температуры и выражается в миллионных долях на градус Цельсия.

Коэффициент изменения сопротивления под напряжением применяется только для угольных композиционных резисторов и показывает степень уменьшения сопротивления, которое может иметь место при повышении приложенного к резистору постоянного напряжения.

Кроме трех указанных характеристик, обычно устанавливаются также пределы изменения сопротивления в течение одного года хранения и после его присоединения к схеме способом пайки.

Допуски. Допуск указывает максимальное и минимальное сопротивления данного номинала и выражается в процентах. На практике применяются резисторы, имеющие допуски ±20, ±10, ±5, ±2 и ±1%.

Стандартные сопротивления. Резисторы изготовляют таким образом, что номинальное сопротивление плюс его допуск приблизительно равно сопротивлению следующего номинала минус его допуск. Эти стандартные значения таковы: 10**, 11, 12*, 13, 15**, 16, 18*, 20, 22**, 24, 27, 30, 33**, 36, 39*, 43, 47**, 51, 56*, 62, 68**, 75, 82*, 91, 100**.

Сопротивления применяемых на практике резисторов в диапазоне от 10 Ом до 10 МОм получаются путем многократного умножения приведенных значений на десять. Все значения, перечисленные в таблице, имеют допуск ±5%, отмеченные одной звездочкой, ±5 и ±10%, а отмеченные двумя звездочками, ±5, ±10 и ±20%.

Другим способом обозначения резисторов является печатание на них надписей в буквенно-цифровом коде. В этом случае множители К (килоомы) и М (мегаомы) используются для обозначения положения десятичной запятой, т. е. 2,7 кОм записывается в виде 2К7, а 1,5 МОм — 1М5. Буква R используется как десятичная запятая в начале или конце числа, а величины допуска 1, 2, 5, 10 и 20% обозначаются буквами F, G, J, K и M соответственно. Таким образом,

$$100RF = 100 \text{ Ом} \pm 1\%,$$
$$1K2J = 1{,}2 \text{ кОм} \pm 5\%,$$
$$2M2M = 2{,}2 \text{МОм} \pm 20\%.$$

11-2. ТИПЫ РЕЗИСТОРОВ

Углеродные композиционные. Из всех типов резисторов углеродные композиционные являются самыми дешевыми. Однако их стабильность, как правило, невысока и сопротивление может

изменяться на несколько процентов при длительном хранении и на 10% в течение нормального срока службы. Кроме тепловых шумов, которые присутствуют во всех резистивных элементах, в композиционных резисторах генерируются дополнительные шумы при протекании через них тока. Это обстоятельство может иметь очень важное значение в некоторых специальных случаях, например в медицинской электронной аппаратуре, где часто требуется большое усиление в сочетании с малым уровнем шума.

Углеродные пленочные. Как правило, такие резисторы изготовляют в виде керамического стержня, покрытого пленкой кристаллического углерода, которая и является резистивным элементом. Углеродные пленочные резисторы имеют номинальные сопротивления в диапазоне от 2,2 Ом до 1 МОм с 5- и 10-процентными допусками и номинальной мощностью от 0,2 до 2 Вт. Эти резисторы немного дороже композиционных, но благодаря более низкому уровню шумов и более высокой стабильности вытесняют композиционные.

Металлооксидные. Это второй тип пленочных резисторов, но в данном случае вместо углеродной производится осаждение оксидной пленки. Как и в резисторах с углеродной пленкой, окончательное сопротивление получается путем нанесения спиральной канавки в керамической основе. Это позволяет увеличить эффективную длину между концами резистора и таким образом увеличить сопротивление. Если в процессе изготовления спиральной канавки осуществляется непрерывный контроль сопротивления, то в этом случае можно получить сопротивление, имеющее допуск в пределах ±1%.

Таблица 11-1

Типовые характеристики резисторов

Характеристики	Углеродные композиционные	Углеродные пленочные	Металлооксидные
Изменение нагрузки, %	± 15	± 3	± 3
Температурный коэффициент, 10^{-6}/°С	± 1200	—800	± 250
Коэффициент изменения сопротивления под напряжением, %/В	—0,05	0	0
Шумы, мкВ/В	$2+\log 0{,}001\,R$	0,5	1,0

В табл. 11-1 приведены типовые характеристики трех рассмотренных типов резисторов [56].

Пленочные металлические. В транзисторных выходных каскадах в цепи эмиттера часто требуется иметь резистор, сопротивление которого менее 10 Ом. В таких схемах можно использовать пленочные металлические резисторы. Достоинство этих резисторов заключается в том, что они могут рассеивать сравнительно большую мощность при небольших размерах. Типовой резистор из никелевой пленки имеет стабильность нагрузки не более ±3%, очень малый коэффициент изменения сопротивления под напряжением, весьма малый уровень шумов и положительный температурный коэффициент от 0 до $600\cdot10^{-6}$ 1/°С.

Проволочные резисторы. Проволочные резисторы изготовляются с обычной или с безындуктивной намоткой и применяются в тех случаях, когда требуется высокая стабильность или большая рассеиваемая мощность, которую не обеспечивают резисторы других типов. В зависимости от размеров проволочные резисторы могут рассеивать мощность до 100 Вт, однако из-за конструктивных особенностей сопротивление обычно применяемых резисторов ограничено 50 кОм. При работе этих резисторов температура их поверхности может быть очень высокой, поэтому в аппаратуре их следует располагать таким образом, чтобы можно было обеспечить вентиляцию и устранить влияние высокой температуры на соседние элементы, в противном случае они могут выйти из строя.

11-3. КОНДЕНСАТОРЫ

Конденсаторы характеризуются стабильностью, допусками, рабочим напряжением, поглощением в диэлектрике, током утечки, сопротивлением изоляции и коэффициентом потерь. Первые две из этих характеристик имеют такое же значение по отношению к емкости, как было описано в предыдущем параграфе для резисторов.

Рабочее напряжение. Этот параметр устанавливает максимальное напряжение, которое может быть подано на конденсатор при нормальной работе. Обычно он приводится как для постоянного, так и для переменного напряжения при заданном диапазоне температур окружающей среды. Если температура оказывается выше установленной, то рабочее напряжение необходимо уменьшить.

Рабочее напряжение и температура влияют на срок службы конденсатора. Для некоторых типов конденсаторов работа при температуре на 10°С выше максимально допустимой приводит к уменьшению срока службы на 50%. Использование конденсаторов при напряжениях значительно меньше установленного максимального значения существенно удлиняет срок их службы. Это обстоятельство важно учитывать при разработке электронных устройств, в которых требуется высокая степень надежности.

Поглощение в диэлектрике. Если заряженный конденсатор мгновенно разрядить и оставить в разомкнутой цепи, то начнется постепенное нарастание напряжения на конденсаторе, которое обусловлено энергией, поглощаемой диэлектриком во время процесса заряда. Это явление называют поглощением энергии в диэлектрике, и оно приводит к уменьшению емкости конденсатора с возрастанием частоты. Кроме того, оно приводит к появлению нежелательного запаздывания импульсов и к снижению быстродействия переключательных схем.

Сопротивление утечки. Если конденсатор зарядить от источника постоянного тока и затем источник отключить, то заряд на конденсаторе не останется неизменным в течение длительного времени, а постепенно будет уменьшаться из-за протекания токов утечки. Влияние тока утечки эквивалентно шунтированию конденсатора сопротивлением, а время, которое требуется для разряда конденсатора до уровня 36,8% от первоначального, представляет собой постоянную времени RC. Токи утечки возрастают с температурой и могут быть значительными, если конденсатор в схеме включен между точками, имеющими разные постоянные потенциалы.

Сопротивление изоляции. Сопротивление изоляции является показателем эффективного последовательного сопротивления конденсатора и зависит от емкости конденсатора. В тех случаях, когда конденсатор шунтируется большим сопротивлением для получении заданной постоянной времени, необходимо учитывать влияние сопротивления изоляции на результирующую постоянную времени. Такое требование часто встречается в сервомеханизмах, где стабилизация обеспечивается с помощью пассивных цепей.

Коэффициент потерь. При протекании переменного тока в конденсаторе ток опережает напряжение на угол, несколько меньший 90°, в отличие от идеального случая. Коэффициент потерь конденсатора представляет собой косинус этого фазового угла и для идеального конденсатора равен нулю. Коэффициент потерь также можно определить, как отношение мощности потерь к полезной мощности за период. Коэффициент потерь зависит от приложенного к конденсатору напряжения и определяет внутренний нагрев конденсатора.

11-4. ТИПЫ КОНДЕНСАТОРОВ

Наиболее удобно классифицировать конденсаторы по используемому в них диэлектрику. Здесь рассматриваются только наиболее широко применяемые типы конденсаторов.

Керамические. Керамические конденсаторы можно подразделить на две группы в соответствии с диэлектрической проницаемостью и температурным коэффициентом. К первой группе относятся конденсаторы, имеющие небольшую диэлектрическую проницаемость, малые потери и точное значение температурного коэффициента. Они применяются для температурной компенсации резонансных схем в радиоприемниках.

Конденсаторы второй группы, имеющие диэлектрическую проницаемость более 500, в общем случае обеспечивают более низкую стабильность при изменении температуры, имеют большие потери и более низкое рабочее напряжение по сравнению с конденсаторами первой группы. Они пригодны для работы только при малых переменных напряжениях и используются главным образом в качестве шунтирующих конденсаторов. Емкость таких конденсаторов обычно не превышает 0,015 мкФ с допуском ±20%.

Слюдяные. Слюда представляет собой диэлектрик с высокой стабильностью и малыми потерями, что позволяет изготовлять конденсаторы с небольшими допусками. Рабочее напряжение слюдяных конденсаторов превышает 300 В, а сопротивление изоляции находится в пределах от 3000 до 6000 МОм. В тех случаях, когда требуется иметь высокую стабильность в течение длительного времени, для изготовления конденсаторов может использоваться посеребренная слюда. Такие конденсаторы имеют очень небольшие изменения емкости на частотах вплоть до нескольких мегагерц и часто используются в контурах промежуточной частоты. Слюдяные конденсаторы имеют небольшие потери, изготовляются с допусками 5, 10 и 20%, с номиналами от 33 пФ до 0,01 мкФ.

Полистироловые. Основными достоинствами полистироловых конденсаторов являются небольшое поглощение энергии в диэлектрике, очень малый коэффициент потерь и весьма большое сопротивление изоляции. Все эти параметры мало изменяются с температурой, что позволяет использовать полистироловые конденсаторы в схемах, которые должны иметь постоянные характеристики в течение длительного времени. Этот тип конденсаторов широко применяется в аналоговых вычислительных устройствах. Их главным недостатком является невысокая максимальная температура, которая не должна превышать 60°С.

Полиэфирные. Полиэфирные конденсаторы имеют невысокую стоимость, большое сопротивление изоляции, но и большее поглощение энергии в диэлектрике по сравнению с полистироловыми конденсаторами.

Бумажные. Бумажные конденсаторы изготовляются двух типов: из пропитанной и металлизированной бумаги.

Конденсаторы общего назначения из пропитанной бумаги имеют невысокую стоимость, большое отношение емкости к объему и могут работать при достаточно высоких постоянных напряжениях. Такие конденсаторы, имеющие цилиндрическую форму, изготовляются с емкостями от 0,001 до 1,0 мкФ и допуском ±20%. Независимо от постоянного рабочего напряжения максимальное переменное рабочее напряжение (эффективное значение) обычно равно примерно 300 В на частоте 50 Гц. Сопротивление изоляции зависит от вида пропитки и уменьшается с повышением температуры. Коэффициент потерь конденсаторов из пропитанной бумаги составляет от 0,005 до 0,01 на частоте 1 кГц и возрастает с частотой, стабильность их от 1 до 5%.

Использование металлизированной бумаги позволяет получить конденсаторы меньших размеров при той же емкости. Преимуществом конденсаторов из металлизированной бумаги является самоустранение пробоя диэлектрика, вызванного чрезмерно высоким напряжением. Однако эти конденсаторы имеют меньшее сопротивление изоляции. Конденсаторы из металлизированной бумаги обычно применяются в цепях развязки в схемах высокой и промежуточной частоты. Коэффициент потерь у них обычно 0,02 на частоте 1 кГц и стабильность от 5 до 10%.

Электролитические конденсаторы. По сравнению с другими типами электролитические конденсаторы имеют большее отношение емкости к объему, особенно при низких рабочих напряжениях. Однако их можно использовать в схемах только таким образом, чтобы на них подавалось постоянное напряжение и, кроме того, присоединять их к схеме следует, строго соблюдая полярность. Основное применение электролитические конденсаторы находят для шунтирования и сглаживания высокочастотных составляющих. При использовании в сглаживающих фильтрах источников питания следует обращать внимание на то, чтобы постоянное напряжение и амплитуда пульсаций в сумме не превышали допустимого напряжения конденсатора. Максимальное допустимое напряжение электролитических конденсаторов редко превышает 500 В, чаще всего используются напряжения порядка 6 и 12 В. Когда конденсатор работает при заданном рабочем напряжении, ток утечки достаточно большой и возрастает с температурой. Использование обычных электролитических конденсаторов при высокой температуре и больших переменных напряжениях приводит к сокращению их срока службы. Поэтому в интересах повышения надежности таких условий работы по возможности следует избегать. Для работы в условиях высокой температуры можно использовать танталовые электролитические конденсаторы. Они имеют небольшие размеры и меньший ток утечки по сравнению с обычными электролитическими конденсаторами. Допустимое напряжение танталовых конденса-

торов составляет от 2,5 до 15 В, что позволяет использовать их в транзисторных схемах. Электролитические конденсаторы в общем случае имеют достаточно большие допуски: от —20 до +100%.

11-5. ПРИМЕНЕНИЕ ТРАНЗИСТОРНО-ТРАНЗИСТОРНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ [58]

Широкое применение цифровых логических устройств серии 74 позволило сформулировать основные правила проектирования электронной аппаратуры с их использованием. Некоторые из этих правил излагаются здесь.

Общие правила. Питающее напряжение +5 В рекомендуется использовать от стабилизированного источника, колебания напряжения которого не превышает 5%, амплитуда пульсаций также не более 5%, а первичная обмотка трансформатора должна быть шунтирована по высокой частоте. При большом количестве ТТЛ

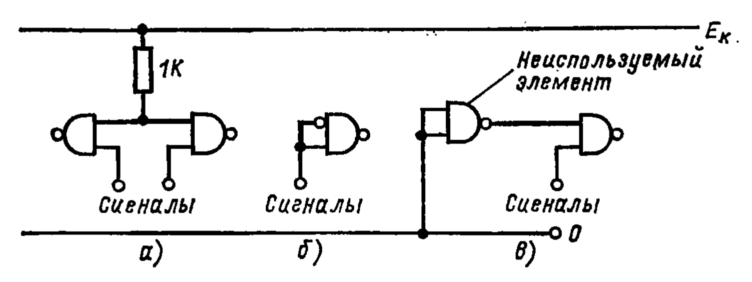


Рис. 11-1. Методы присоединения неиспользуемых входов элементов И и НЕ-И.

схем, монтируемых на одной печатной плате, необходимо применять развязку по цепи питания коллектора $E_к$ через каждые пять схем с помощью конденсаторов. Конденсаторы развязки должны иметь емкость 0,047 мкФ. Кроме того, по возможности необходимо предусмотреть на плате проводящую заземленную пластину. Для этого надо использовать двусторонние печатные платы, одна сторона которых предназначена для соединительных проводников схемы. На второй стороне платы, где размещаются элементы схемы, в слое меди имеются отверстия для того, чтобы обеспечить зазор вокруг выводов элементов, а сам медный слой заземляется. В тех случаях, когда применить заземленную пластину невозможно, полезно предусмотреть заземленную полосу возможно большей ширины по внешнему контуру печатной платы, а оба конца полосы заземлить к общей точке.

Неиспользуемые входы. Необходимо всегда соблюдать общее правило: ни один из входных выводов схем не должен оставаться неприсоединенным. Неиспользуемые входы можно соединить с теми входами, на которые подается сигнал. Однако в этом случае необходимо обратить внимание на то, чтобы не превысить коэффициент разветвления на выходе предыдущего элемента. Если таким образом присоединить неиспользуемые входы невозможно, то существуют еще два метода присоединения свободных иходов элементов И и НЕ-И, которые показаны на рис. 11-1.

1. Присоединить неиспользуемый вход элемента к источнику питания $E_к$ через резистор 1 кОм. Через один резистор можно присоединить несколько неиспользуемых входов.

2. Присоединить неиспользуемый вход к выходу неиспользуемого элемента, входы которого заземляются.

Входы неиспользуемого элемента должны заземляться в любом случае, так как при этом обеспечивается минимальное потребление мощности. Методы, применяемые для элементов типа И и НЕ-И, пригодны также для присоединения неиспользуемых входов *Сброс* и *Установка* триггеров. Неиспользуемые входы элементов типа НЕ-ИЛИ должны заземляться.

Импульсы. Если сопротивление источника сигнала более 100 Ом, то длительность фронта импульса на входе элемента не будет превышать 1 мкс, а длительность импульсов не должна быть меньше 30 нс. Рекомендуется, чтобы длительность фронта и спада запускающих импульсов, подаваемых на триггеры, не превышала 150 нс. Хотя запускающие импульсы обычно имеют достаточно большую амплитуду, тем не менее входные импульсы на J и K входах триггера, а также импульсы сброса и установки должны иметь постоянную амплитуду.

Соединения между схемами. Отдельные соединительные проводники длиной до 25 см можно применять без специальных мер предосторожности. Более длинные проводники следует располагать параллельно заземленной пластине и как можно ближе к ней. Для соединений длиной свыше 50 см рекомендуется применять скрученные двойные провода или коаксиальные кабели с характеристическим сопротивлением 100 Ом.

11-6. ЭКРАНИРОВАНИЕ [59]

При протекании электрического тока в проводнике излучается электромагнитная энергия, которая зависит от амплитуды и частоты протекающего тока. В любом проводнике, помещенном в поле излучения, будет наводиться некоторая энергия, а следовательно, может возникать паразитная связь между различными частями схемы. В некоторых случаях этот эффект можно уменьшить путем такого расположения элементов электронной схемы, при котором в проводнике индуцируются равные, но противоположные по знаку напряжения. Приведенная ранее рекомендация о скручивании двух проводников, по которым протекает переменный ток, базируется как раз на этом принципе. Такой метод эффективен на частотах до 5 кГц, и его эффективность зависит от равномерности и плотности скручивания проводов. Достаточно хорошие результаты дает удаление элементов схемы от источников излучения, так как с увеличением расстояния поток излучаемой энергии уменьшается. В тех случаях, когда перечисленные методы оказываются неэффективными, необходимо попытаться задержать излучаемое поле с помощью проводящего экрана. Здесь излагаются некоторые правила экранирования.

Выбор материала экрана. Эффективность проводящего экрана по уменьшению энергии электромагнитной волны является результатом двух явлений. Во-первых, поглощения энергии при прохождении волны через проводящую среду и, во-вторых, отражения энергии на границе раздела двух сред. Оба эти явления зависят

от частоты, а также от материала экрана. Целью экранирования является максимальное ослабление излучаемого электромагнитного поля, а выбор материала экрана зависит от того, является ли это поле в большей степени электрическим или магнитным.

В общем случае магнитные материалы обеспечивают большее поглощение излучаемой электромагнитной энергии, а хорошие проводники, такие как медь или алюминий, обладают высокой отражающей способностью. Последние более эффективно экранируют электрические поля, но их эффективность снижается с увеличением частоты. Тем не менее алюминий широко применяется для экранирования контуров промежуточной частоты в диапазоне от 30 до 300 МГц. Эффективность экранирования алюминием переменного магнитного поля снижается с уменьшением частоты. Поэтому в диапазоне низких (звуковых) частот для хорошего экранирования магнитных полей необходимо применять сплавы с большей магнитной проницаемостью, такие как мю-металл или пермаллой.

Экранирование кабелей. Экранирование кабелей оказывает влияние главным образом на сопротивление источника излучения и наводимое полем напряжение в кабеле.

Излучатели с высоким сопротивлением. Излучателями с высоким сопротивлением являются проводники, имеющие большое последовательное сопротивление (более 1 кОм), в которых могут наводиться высокочастотные напряжения относительно земли при протекании очень малых токов. Излучаемое поле носит в основном электрический характер и может наводить большие высокочастотные напряжения в соседних цепях, имеющих большое сопротивление, и малые токи в цепях с малым сопротивлением. Под цепями с большим сопротивлением здесь подразумеваются цепи, имеющие большое сопротивление со стороны зажимов. Провод, присоединенный к затвору полевого транзистора, следовательно, можно рассматривать как цепь, имеющую большое сопротивление, которая чувствительна к такому излучению. Экранирование провода с помощью медной оплетки эффективно защищает цепь от такого излучения при условии, что экран по всей его длине имеет потенциал земли. Если провод короткий, то вполне достаточно заземлить экран с одного конца, а если провод длинный, то заземлять следует в нескольких точках.

Излучатели с малым сопротивлением. Излучателями с малым сопротивлением являются металлические проводники в виде замкнутого контура, в которых могут протекать большие токи, но развиваемые на них напряжения невысокие. Излучаемые такими источниками поля являются в основном магнитными. Они могут наводить большие токи в цепях с малым сопротивлением и небольшие напряжения в высокоомных цепях. Обычная медная оплетка на частотах ниже 5 кГц плохо экранирует магнитное поле, но с возрастанием частоты ее эффективность улучшается.

Заземление и земляные контуры. Когда часть электронного устройства заземляется в нескольких точках, между этими точками в земляной шине или плате могут протекать токи. Если эти токи являются высокочастотными, то могут образоваться земляные контуры, действующие как излучатели с малым сопротивлением. Излучаемое поле носит в основном магнитный характер. Это поле наводит токи в цепях с малым сопротивлением, близко расположенных к земляной шине, удалить которые от земляной шины на практике не удается. По этой причине в высокочастотных устройствах иногда лучше выполнять присоединение к земле только в одной точке.

Осторожность заземления в нескольких точках необходима не только на высоких частотах. Это важно также, например, для усилителей постоянного тока, где часто требуется большое усиление при малом уровне шумов. Для удовлетворения требований малых шумов обычно используется три различных заземления: сигнала, шасси и источника питания. Первое обеспечивает исходный уровень входного напряжения и поэтому не должно содержать шумовых напряжений. В тех случаях, когда необходимо линию подачи сигнала соединить с землей, например, через последовательную RC-цепочку для стабилизации, то такое соединение следует осуществлять именно к «сигнальной» земле. На шасси усилителя всегда должен поддерживаться потенциал земли. Это необходимо, во-первых, для безопасности при работе с усилителем и, во-вторых, чтобы экранирующие колпачки, присоединенные к шасси, эффективно работали в качестве экрана. Таким образом, для заземления шасси следует применять отдельный провод, в котором не должно быть шумовых сигналов. Так как большая часть помех поступает от источников питания в виде пульсаций или фона основной частоты, заземление цепи питания должно выполняться отдельным проводом. Все три указанных заземления не следует объединять вместе непосредственно в схеме усилителя, но с помощью отдельных проводов их следует присоединить к земляной точке блока питания. При таком способе соединения шумовые токи не протекают в проводах заземления сигнала и шасси. В противном случае это могло бы привести к возрастанию шумовых напряжений на выходе усилителя.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

ПРОСТЫЕ ЗАДАЧИ ПО РАСЧЕТУ ЦЕПЕЙ

Основные теоремы [60, 61]:

Первый закон Кирхгофа. Алгебраическая сумма токов, сходящихся в узле, равна нулю (рис. А-1):

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \qquad \text{(А-1)}$$

Второй закон Кирхгофа. Сумма напряжений при обходе замкнутого контура равна нулю (рис. А-2):

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0. \qquad \text{(А-2)}$$

Пример. Требуется найти напряжение на резисторе R_3 (рис. А-3).

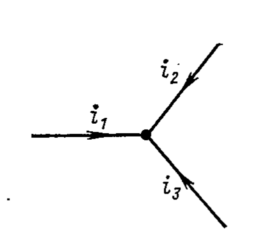


Рис. А-1. Первый закон Кирхгофа.

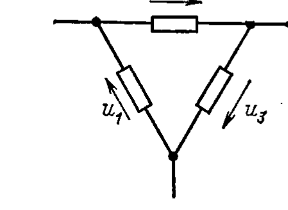


Рис. А-2. Второй закон Кирхгофа.

Из первого закона Кирхгофа следует, что ток, притекающий в направлении к узлу *A*, равен току, вытекающему из него:

$$i = i_1 + i_2 \qquad \text{(А-3)}$$

аналогично для узла *B*

$$i_2 = i_3. \qquad \text{(А-4)}$$

Используя закон Ома, можно записать $i_1 = u_1/R_1$, $i_2 = (u_1 - u_2)/R_2$, $i_3 = u_2/R_3$. Подставляя вместо сопротивлений проводимости, равенства (А-3) и (А-4) можно записать в следующем виде:

для узла *A*

$$(G_1 + G_2)\,u_1 - G_2 u_2 = i; \qquad \text{(А-5)}$$

для узла *B*

$$-G_2 u_1 + (G_2 + G_3)\,u_2 = 0. \qquad \text{(А-6)}$$

Рассмотрим эти уравнения. С напряжением u_1 связаны элементы G_1 и G_2, а элементом связи с узлом *B* является проводимость G_2. Аналогично для узла *B*, где действует напряжение u_2, элементами являются G_2 и G_3, а элементом связи снова будет G_2. Так как в последнем случае источник тока отсутствует, правая часть уравнения равна нулю.

Из приведенных уравнений напряжения u_1 и u_2 можно найти в виде функций входного тока. Простой метод совместного решения этих уравнений заключается в следующем. Коэффициенты уравнений располагаются в виде матрицы

$$\begin{vmatrix} (G_1+G_2) & -G_2 \\ -G_2 & G_2+G_3 \end{vmatrix}.$$

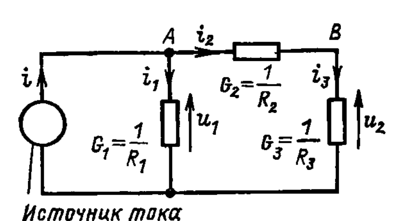


Рис. А-3. Схема к примеру. Для удобства элементы схемы изображены в виде проводимостей.

Если элементы этой системы перемножить по диагоналям, приписав знак минус произведению верхнего правого и нижнего левого членов, получим определитель системы уравнений

$$\Delta = (G_1 + G_2)(G_2 + G_3) - (-G_2)^2 = G_1G_2 + G_2G_3 + G_3G_1. \qquad \text{(А-7)}$$

Заменив коэффициенты в левом столбце правыми частями уравнений (А-5) и (А-6), получим следующую матрицу:

$$\begin{vmatrix} i & -G_2 \\ 0 & G_2+G_3 \end{vmatrix}.$$

Перемножая элементы по диагоналям, получаем:

$$\Delta_{u1} = (G_2 + G_3)\,i. \qquad \text{(А-8)}$$

Таким же образом, заменяя коэффициенты в правом столбце правыми частями уравнений (А-5) и (А-6), получаем:

$$\begin{vmatrix} (G_1+G_2) & i \\ -G_2 & 0 \end{vmatrix}$$

и

$$\Delta_{u2} = G_2 i. \qquad \text{(А-9)}$$

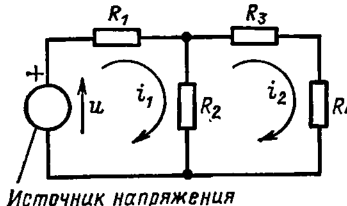


Рис. А-4. Схема к примеру А-2. Контурные токи i_1 и i_2 изображены в направлении движения часовой стрелки.

Из уравнений (А-7) — (А-9) можно получить:

$$u_1 = \frac{\Delta_{u1}}{\Delta} = \frac{(G_2 + G_3)\,i}{(G_1G_2 + G_2G_3 + G_3G_1)}; \qquad \text{(А-10)}$$

$$u_2 = \frac{\Delta_{u2}}{\Delta} = \frac{G_2 i}{(G_1G_2 + G_2G_3 + G_3G_1)}. \qquad \text{(А-11)}$$

С помощью рассмотренного метода можно решать все совместные системы уравнений, приводимые в настоящей книге. Этот метод распространяется и на более сложные системы [62]. Так как u_1 и u_2 — это напряжения в узловых точках, уравнения (А-5) и (А-6) являются узловыми.

Например, рассмотрим схему, изображенную на рис. А-4. Если зависимыми переменными являются контурные токи i_1 и i_2, то их можно определить путем применения второго закона Кирхгофа. Для удобства токи на рисунке изображены протекающими в направлении движения по часовой стрелке. Для первого и второго контуров, используя второй закон Кирхгофа, можно получить уравнения

$$(R_1+R_2)\,i_1-R_2 i_2=u; \qquad \text{(А-12)}$$

$$-R_2 i_1+(R_2+R_3+R_4)\,i_2=0. \qquad \text{(А-13)}$$

Действуя таким же образом, как и в предыдущем примере, получаем матрицу коэффициентов

$$\begin{vmatrix}(R_1+R_2) & -R_2\\ -R_2 & (R_2+R_3+R_4)\end{vmatrix}$$

и определитель системы уравнений

$$\Delta=(R_1+R_2)(R_2+R_3+R_4)-(-R_2)^2=$$
$$=R_1R_2+R_1R_3+R_1R_4+R_2R_3+R_2R_4. \qquad \text{(А-14)}$$

Далее

$$\begin{vmatrix}u & -R_2\\ 0 & R_2+R_3+R_4\end{vmatrix},$$

откуда

$$\Delta_{i1}=(R_2+R_3+R_4)\,u \qquad \text{(А-15)}$$

и

$$i_1=\frac{\Delta_{i1}}{\Delta}=\frac{(R_2+R_3+R_4)\,u}{R_1\,(R_2+R_3+R_4)+R_2\,(R_3+R_4)}.$$

Таким же образом,

$$\begin{vmatrix}(R_1+R_2) & u\\ -R_2 & 0\end{vmatrix},$$

откуда

$$\Delta_{i2}=uR_2 \qquad \text{(А-16)}$$

и

$$i_2=\frac{\Delta_{i2}}{\Delta}=\frac{uR_2}{R_1\,(R_2+R_3+R_4)+R_2\,(R_3+R_4)}.$$

Уравнения (А-12) и (А-13) являются контурными.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

ПРИМЕНЕНИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЛАПЛАСА [62]

Если схема состоит из реактивных и резистивных элементов, то она описывается интегро-дифференциальными уравнениями. Например, применяя к *LCR*-схеме, изображенной на рис. Б-1, второй закон Кирхгофа, получим уравнение

$$u=Ri+\frac{1}{C}\int_0^t i\,dt+L\,\frac{di}{dt}. \qquad \text{(Б-1)}$$

Используя преобразование Лапласа, это уравнение можно привести к алгебраической форме и затем с ним можно обращаться так же, как и с уравнениями в приложении А.

После преобразования уравнение (Б-1) будет иметь вид:

$$u(s)=Ri(s)+\frac{1}{sC}\,i(s)+sLi(s)=\left(R+\frac{1}{sC}+sL\right)i(s), \qquad \text{(Б-2)}$$

где u и i являются функциями переменной s, а не времени, как в уравнении (Б-1). Операция интегрирования здесь обозначается символом s в числителе, а операция дифференцирования — символом s в знаменателе. Таким образом, на рис. Б-1 элементы R, C и L можно представить преобразованными сопротивлениями R, $1/sC$ и sL. (Если до подачи напряжения конденсатор был заряжен, а через катушку протекал ток, то представление преобразованных сопротивлений будет несколько сложнее.) Методы представления описываются в теории цепей [60]. Таким образом,

$$i(s)=\frac{u(s)}{R+1/(sC)+sL}. \qquad \text{(Б-3)}$$

Если u является синусоидальным сигналом, и мы хотим определить частотную характеристику, то переменную s можно заменить на $j\omega$. Ток в схеме как функция частоты записывается в виде

$$i(j\omega)=\frac{u(j\omega)}{R+1/(j\omega C)+j\omega L}. \qquad \text{(Б-4)}$$

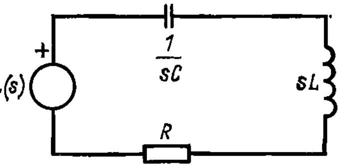


Рис. Б-1. *LRC*-схема с преобразованными сопротивлениями.

В том случае, когда требуется определить форму сигнала на выходе схемы при данном входном сигнале, уравнение можно снова преобразовать во временную область с помощью обратных преобразований Лапласа, которые приведены в табл. Б-1. Этот метод был использован в § 4-10 для нахождения переходной характеристики усилителя с емкостной связью.

Таблица Б-1

Преобразования Лапласа

Функция времени	Функция переменной s	Примечание
$1\ (t>0)$	$1/s$	Скачок единичной амплитуды, поданный в момент $t=0$
$U\ (t>0)$	U/s	Скачок с амплитудой U
$\exp(-at)$	$\frac{1}{s+a}=\frac{1}{s}\cdot\frac{1}{1+a/s}$	
$1-\exp(-at)$	$\frac{a}{s(s+a)}=\frac{1}{s}\,\frac{1}{1+s/a}$	

Например, на рис. Б-2 показана анодная цепь усилителя. Требуется найти частотную характеристику и форму выходного сигнала при подаче на вход усилителя скачка напряжения.

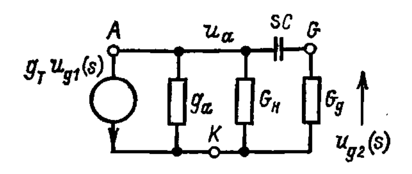


Рис. Б-2. Преобразованная схема для расчета методом узловых напряжений характеристики лампового усилителя в области низких частот.

Используя метод, описанный в приложении А, получим узловые уравнения:

$$(g_а + G_н + sC)\, u_а(s) + sCu_{g2}(s) = -g_т u_{g1}(s); \qquad (Б\text{-}5)$$

$$-sCu_а(s) + (G_g + sC)\, u_{g2}(s) = 0, \qquad (Б\text{-}6)$$

откуда

$$u_{g2}(s) = \frac{-g_т sCu_{g1}(s)}{(g_а + G_н + sC)(G_g + sC) - (sC)^2} =$$

$$= \frac{-g_т}{(G_g + g_а + G_н)} \frac{1}{1 + \dfrac{G_g(g_а + G_н)}{(G_g + g_а + G_н)}} u_{g1}(s) \qquad (Б\text{-}7)$$

или

$$\frac{u_{g2}(s)}{u_{g1}(s)} = A_0 \frac{1}{1 + 1/(s\tau_2)}.$$

Для получения частотной характеристики переменная s заменяется на $j\omega$, т. е.

$$\frac{u_{g2}(j\omega)}{u_{g1}(j\omega)} = A_0 \frac{1}{1 + 1/(j\omega\tau_2)}.$$

Так как преобразование Лапласа для скачка напряжения амплитудой U выражается в виде U/s (см. табл. Б-1), выходное напряжение запишется в виде

$$u_{g2}(s) = A_0 \frac{1}{1 + 1/(s\tau_2)} \frac{U}{s}. \qquad (Б\text{-}8)$$

Выходной сигнал как функцию времени получаем, используя преобразование, приведенное в табл. Б-1:

$$u_{g2}(t) = A_0 \exp(-t/\tau_2)\, U. \qquad (Б\text{-}9)$$

Форма такого сигнала изображена графически на рис. 4-26.

ПРИЛОЖЕНИЕ В

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ

Электронная лампа представляет собой устройство, в котором используется поток электронов, проходящий через вакуум или через среду, близкую к вакууму. Электроны излучаются нагретым катодом и попадают на анод, на котором поддерживается положительное относительно катода напряжение. Введение дополнительных электродов позволяет осуществлять управление потоком электронов, пролетающих от катода к аноду. Все электроды обычно монтируются в стеклянном баллоне, из которого выкачивается воздух. Правда, в некоторых типах электронных ламп специально для изменения характеристик лампы в баллон вводится незначительное количество какого-либо газа [63].

Диод является простейшим типом лампы, в которой имеется подогреваемый катод и анод. В настоящее время вакуумные диоды почти полностью вытеснены полупроводниковыми, которые имеют небольшое прямое сопротивление, лучше работают на высоких частотах, не требуют подогрева и имеют характеристику, начинающуюся точно при нулевом напряжении.

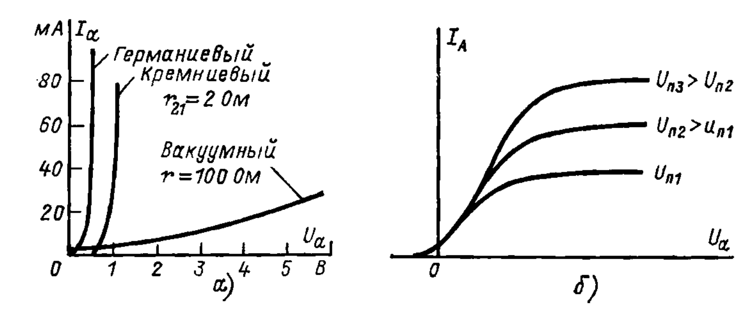


Рис. В-1. Сравнение характеристик вакуумного и полупроводникового диодов (*а*) и влияние напряжения подогрева $U_п$ на характеристики диода (*б*).

Вольт-амперная характеристика вакуумного диода имеет форму, показанную на рис. В-1, *б*. Ток анода $I_а$ здесь изображен в зависимости от анодного напряжения $U_а$. Ток $I_а$ в режиме насыщения увеличивается с ростом напряжения, подаваемого на подогрев катода. Так как электроны вылетают из катода с конечной скоростью, некоторые из них попадают на анод при $U_а = 0$, т. е. при нулевом напряжении на аноде через диод будет протекать небольшой ток. При возрастании температуры катода этот ток увеличивается и характеристика смещается влево приблизительно на 0,1 В при увеличении напряжения подогрева на 10%. В области ниже насыщения анодный ток изменяется по закону степени трех вторых [64], т. е.

$$I_а = kU_а^{3/2}, \qquad (В\text{-}1)$$

где k — постоянный множитель, зависящий от геометрической формы электродов лампы.

Триод представляет собой трехэлектродную электронную лампу, в которой между катодом и анодом введен третий электрод — управляющая сетка. Путем изменения напряжения между сеткой и катодом $U_{ск}$ можно управлять анодным током. Небольшие изменения напряжения $U_{ск}$ могут вызвать значительное изменение тока $I_а$ при пренебрежимо малой мощности в цепи сетки.

На рис. В-2 показано типовое семейство анодных характеристик триода, которые представляют собой зависимость анодного тока $I_а$ от напряжения на аноде $U_а$, а напряжение $U_{ск}$ использу-

ется в качестве параметра. Используя эти характеристики, можно определить основные параметры триода.

Дифференциальное (внутреннее) сопротивление лампы. Наклон кривой в любой точке определяется выражением

$$\left|\frac{\delta I_a}{\delta U_a}\right|_{U_{ск}=\mathrm{const}} = g_a = \frac{1}{r}, \qquad (В\text{-}2)$$

где r — дифференциальное сопротивление лампы.

Крутизна. При пересечении характеристик линиями, параллельными оси тока, получаем:

$$\left|\frac{\delta I_a}{\delta U_{ск}}\right|_{U_a=\mathrm{const}} = g, \qquad (В\text{-}3)$$

где g — крутизна лампы.

Коэффициент усиления. При пересечении характеристик линиями, параллельными оси напряжения, получаем:

$$\left|\frac{\delta U_a}{\delta U_{ск}}\right|_{I_a=\mathrm{const}} = \mu, \qquad (В\text{-}4)$$

где μ — коэффициент усиления лампы.

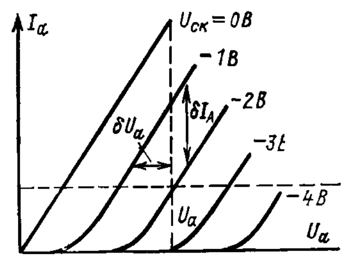


Рис. В-2. Типовые анодные характеристики триода.

Выражение (В-1), представляющее зависимость анодного тока диода от напряжения на аноде, можно распространить и для триода.

$$I_a = k(U_c + U_a/\mu)^{3/2}. \qquad (В\text{-}5)$$

При отрицательном напряжении на сетке $U_c = -U_a/\mu$ ток $I_a = 0$. Это сеточное напряжение является напряжением отсечки и зависит от μ и напряжения на аноде.

Например, при напряжении на аноде 180 В в лампе, имеющей коэффициент усиления $\mu = 500$, напряжение отсечки равно:

$$U_{c0} = -U_a/\mu = -180/50 = -3{,}6 \text{ В}.$$

Напряжение отсечки обратно пропорционально коэффициенту усиления μ, поэтому лампы с большим μ имеют диапазон входных напряжений, при которых осуществляется управление анодным током меньшим, чем в лампах с малым значением μ, при заданном анодном напряжении. В нормальном режиме работы напряжение на сетке не выходит за пределы от нуля до напряжения отсечки. Если же напряжение на сетке становится положительным относительно катода, то сетка будет притягивать электроны и появится сеточный ток.

Имеется три типа триодов (12AU7, 12AX7 и 12AT7), имеющих различные анодные характеристики (рис. В-3).

Малый коэффициент усиления μ и малая крутизна характерны для 12AU7 ($\mu = 20$ и $g = 2$ мА/В); большой коэффициент усиления μ и малая крутизна — для 12AX7 ($\mu = 100$ и $g = 2$ мА/В); средний коэффициент усиления μ и большая крутизна — для 12AT7 ($\mu = 50$ и $g = 4$ мА/В).

Рекомендуется использовать эти три типа триодов в следующих случаях: малый μ — при больших входных сигналах, например в каскадах резонансных усилителей умножителей частоты; большую крутизну — в катодных повторителях, где выходное сопротивление близко к величине $1/g$; большой μ — в усилителях напряжения, где требуется получать максимальное усиление; в усилителе с общим катодом максимальное усиление равно μ.

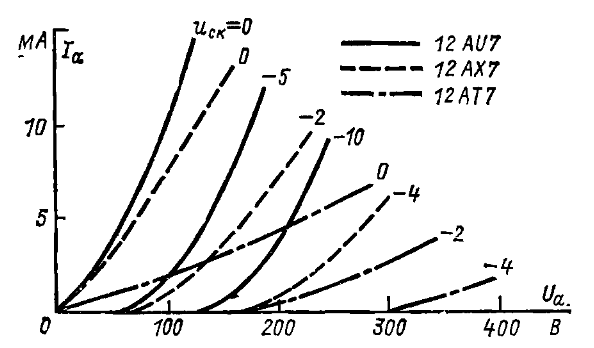


Рис. В-3. Анодные характеристики триодов 12AT7, 12AU7 и 12AX7.

Наиболее широкое применение на практике находят лампы с большой крутизной и средним значением μ.

Триоды используются в низкочастотных усилителях, где межэлектродные емкости не оказывают существенного влияния. В высокочастотных резонансных усилителях использование триодов предпочтительнее, чем пентодов, благодаря небольшому коэффициенту шума [65].

Триоды применяются также в генераторах синусоидальных и релаксационных колебаний. Во многих случаях в одном баллоне монтируются сразу два триода. Это оказывается очень удобно при использовании триодов в импульсных схемах типа мультивибратора. Работа триода в качестве линейного усилителя поясняется на рис. В-4.

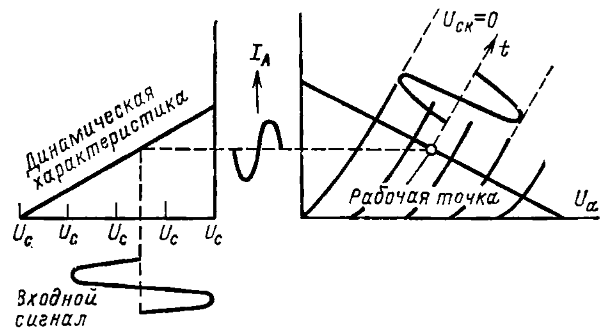


Рис. В-4. Использование триода в качестве линейного усилителя.

Тетроды. Для того чтобы лампа могла усиливать высокочастотные сигналы без специальных мер по нейтрализации емкости между анодом и сеткой (см. ниже), был введен третий электрод — экранная сетка. Однако применение этой лампы ограничивается явлением вторичной эмиссии [64], которое возникает в том случае, когда напряжение на аноде меньше, чем на экранной сетке. Это ограничение привело к тому, что в лампу пришлось ввести еще одну сетку — антидинатронную. Характеристика тетрода, на которой показан участок отрицательного сопротивления, обусловленный динатронным эффектом, показана на рис. В-5.

В лучевых тетродах поток электронов направляется таким образом, чтобы обеспечить потенциальный минимум между экранной сеткой и анодом. Лучевые тетроды широко применяются в качестве усилителей средней и малой мощности. Ток экранной сетки в лучевых тетродах составляет лишь небольшую часть тока катода, так как витки сеток расположены друг против друга и на экранную сетку попадает незначительное количество электронов. Поскольку ток экранной сетки не выполняет в лампе никакой полезной функции, его стремятся сделать как можно меньше.

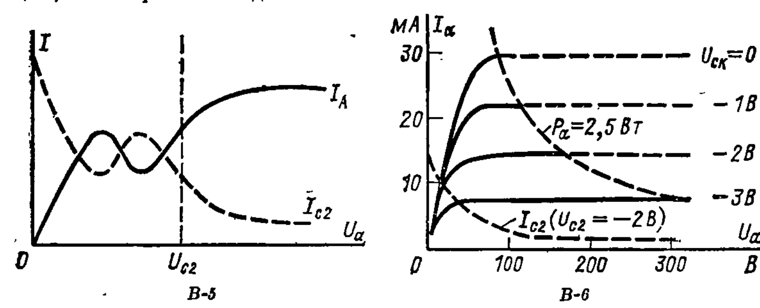


Рис. В-5. Характеристика тетрода, на которой виден участок с отрицательным сопротивлением, обусловленным вторичной эмиссией.

Рис. В-6. Семейство анодных характеристик пентода.

Кроме применения в усилителях мощности тетроды также широко использовались в качестве последовательного управляющего элемента в стабилизированных источниках питания.

Пентоды. Антидинатронная сетка создает минимум потенциала между анодом и экранной сеткой, что позволяет предотвратить эмиссию с анода вторичных электронов, которые могли бы попадать на экранную сетку. Как правило, на антидинатронной сетке поддерживается потенциал катода, но его можно использовать и в качестве второй управляющей сетки. В обычных пентодах напряжение отсечки U_{c0} по третьей сетке равно —50 В, но в специально сконструированных лампах оно может составлять лишь несколько вольт.

Из типовых анодных характеристик пентода (рис. В-6) видно, что при анодных напряжениях более 100 В все кривые проходят параллельно оси напряжения, что свидетельствует о большом внутреннем сопротивлении лампы r (порядка 1 МОм). Таким образом, при напряжениях, превышающих напряжение точки излома, ток анода почти не зависит от анодного напряжения. Это объясняется тем, что на анодный ток оказывает влияние напряжение, приложенное к экранной сетке, которое создает ускоряющее электрическое поле. Благодаря пассивной роли анода коэффициент усиления μ пентодов обычно очень велик, более 1000.

При малых напряжениях на аноде все характеристики сходятся вместе. Таким образом, при данной линии нагрузки минимальное напряжение на аноде является фиксированным. (В триоде это не так.) Минимальное анодное напряжение имеет важное значение в нелинейных схемах. Необходимо заметить, что напряжение на второй сетке U_{c2} имеет фиксированную величину, а ток катода ($I_a + I_{c2}$) фиксирован при напряжении на первой сетке $U_{c1} = \text{const}$.

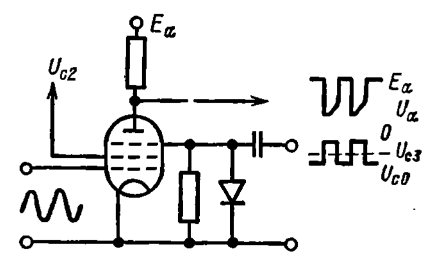


Рис. В-7. Применение пентода для стробирования. Стробирующий сигнал подается на третью сетку.

Пентоды широко применялись в резонансных усилителях, так как они имеют небольшую емкость между анодом и сеткой и поэтому обеспечивают устойчивую работу без нейтрализации. Благодаря малой входной емкости пентоды позволяют получить большое произведение коэффициента усиления на полосу пропускания по сравнению с триодами. Пентоды применялись также в низкочастотных усилителях напряжения, в которых может использоваться большое сопротивление в анодной цепи, что позволяет реализовать большой коэффициент усиления лампы. Пентод позволяет получить очень большое усиление при малом напряжении на второй сетке. На рис. В-7 показано, каким образом пентод можно использовать для стробирования, если антидинатронная сетка является также управляющей.

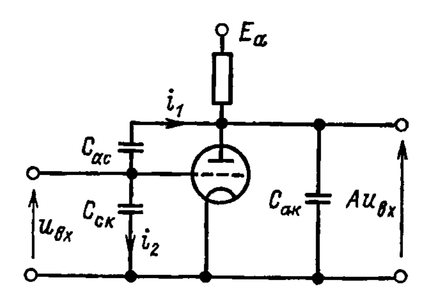


Рис. В-8. Межэлектродные емкости триода.

Входная проводимость. На рис. В-8 показаны межэлектродные емкости триода. Здесь C_{ac} является емкостью между анодом и сеткой, $C_{ск}$ — между сеткой и катодом и $C_{ак}$ — между анодом и катодом. Входная проводимость равна:

$$y_{вх} = i_{вх}/u_{вх} = (i_1 + i_2)/u_{вх},$$

где $i_{вх} = u_{вх}(1 - A)sC_{ac}$ и $i_2 = u_{вх}sC_{ск}$.

Следовательно,

$$y_{вх} = s\,[C_{ск} + (1 - A)\,C_{ac}]. \qquad (В\text{-}6)$$

Если анализ ограничен синусоидальными сигналами, то переменную s можно заменить на $j\omega$. Тогда,

$$y_{\text{вх}} = j\omega\,[C_{\text{ск}} + (1 - A)\,C_{\text{ac}}]. \qquad \text{(В-7)}$$

Таким образом, входная емкость возрастает от $C_{\text{ск}}$ до $C_{\text{ск}} + (1 - A)C_{\text{ac}}$, где величина A отрицательна и больше единицы на средних частотах. Это увеличение эффективного значения входной емкости, обусловленное наличием емкости между анодом и сеткой, известно под названием эффекта Миллера [66]. Для уменьшения этого эффекта и была введена в электронную лампу экранная сетка.

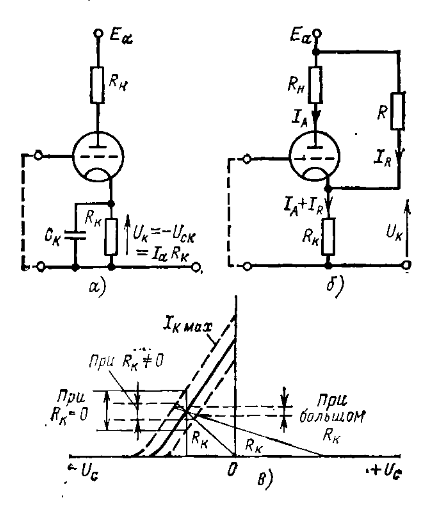


Рис. В-9. Подача смещения на катод.

Дополнительные напряжения питания. Как правило, на практике дополнительные питающие напряжения получают от положительной шины анодного источника. В триодах для обеспечения рабочей точки требуется подавать напряжение смещения между сеткой и катодом. Для этой цели применяется подача смещения на катод, которая может осуществляться двумя способами в зависимости от того, имеется ли в усилителе емкостная связь или он является усилителем постоянного тока. Включение резистора $R_{\text{к}}$ в цепи катода (рис. В-9), кроме подачи напряжения смещения, благодаря отрицательной обратной связи по току обеспечивает также стабилизацию рабочей точки, которая может изменять свое положение в результате старения лампы.

Для исключения отрицательной обратной связи на частоте сигнала и, следовательно, уменьшения усиления резистор $R_{\text{к}}$ шунтируется конденсатором такой емкости, чтобы его сопротивление на частоте сигнала было пренебрежимо мало (см. § 4-1).

В тех случаях, когда требуется не допускать снижения усиления на постоянном токе, можно использовать схему на рис. В-9, *б*. Отрицательная обратная связь при этом ослабляется выбором очень малого сопротивления резистора $R_{\text{к}}$, а необходимое напряжение смещения обеспечивается постоянным током, протекающим через резистор R. Типовое значение I_R равно $10I_{\text{a}}$. Тогда $I_R = E_{\text{a}}/(R + R_{\text{к}}) \approx E_{\text{a}}/R$ и $R_{\text{к}} = U_{\text{ск}}/(I_{\text{a}} + I_R) \approx U_{\text{ск}}/I_R$. Следовательно,

$$U_{\text{к}} = -U_{\text{ск}} = (I_{\text{a}} + I_R)\,R_{\text{к}} = \left(I_{\text{a}} + \frac{E_{\text{a}}}{R + R_{\text{к}}}\right) R_{\text{к}}.$$

Подача питания на экранную сетку. Существует два метода подачи питания на экранную сетку от источника анодного напряжения: током и напряжением, как показано на рис. В-10, *а* и *б* соответственно.

Питание током. Если на экранную сетку требуется подавать напряжение U_{c2}, то ток в цепи сетки определяется из характеристик лампы или экспериментально. Затем можно вычислить сопротивление резистора в цепи сетки: $R_{\text{c2}} = (E_{\text{a}} - U_{\text{c2}})/I_{\text{c2}}$. Чтобы исключить снижение усиления, к экранной сетке необходимо присоединить развязывающий конденсатор C_{c2}. Для усилителей постоянного тока такой метод подачи напряжения на вторую сетку не подходит из-за отрицательной обратной связи.

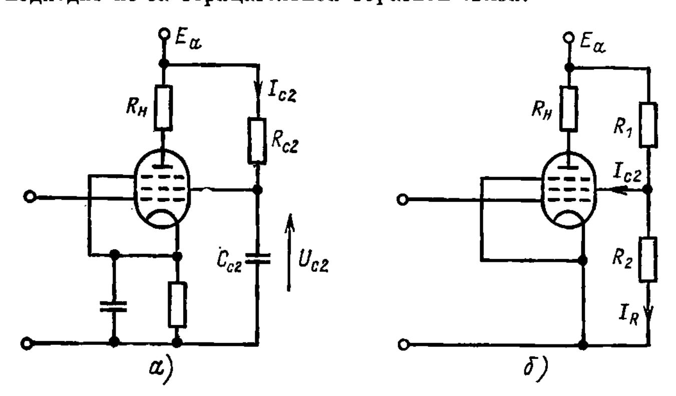


Рис. В-10. Подача питания на экранную сетку током (*а*) и напряжением (*б*).

Питание напряжением. Напряжение на второй сетке в этом случае поддерживается приблизительно постоянным, так как ток I_R выбирается значительно большим сеточного тока, как правило, $I_R = 10I_{\text{c2}}$. Тогда

$$R_2 = U_{\text{c2}}/I_R \quad \text{и} \quad R_1 = (E_{\text{a}} - U_{\text{c2}})/(I_R + I_{\text{c2}}).$$

Недостатком этого метода является большой потребляемый ток от источника.

Простые эквивалентные схемы. При входных сигналах малой амплитуды параметры лампы g, μ и r можно считать постоянными, и они определяются в рабочей точке. На рис. В-11 показаны зависимости этих параметров от анодного тока.

Анодный ток зависит от напряжения на сетке и напряжения на аноде:

$$I_{\text{a}} = \frac{\delta I_{\text{a}}}{\delta U_{\text{c}}}\,\Delta U_{\text{c}} + \frac{\delta I_{\text{a}}}{\delta U_{\text{a}}}\,\Delta U_{\text{a}}. \qquad \text{(В-8)}$$

Если для удобства небольшие изменения анодного тока ΔI_{a} около установившегося значения I_{a} обозначить через i_{a}, а ΔU_{a} таким же образом обозначить через u_{a}, тогда

$$i_{\text{a}} = g_1 u_{\text{c}} + g_2 u_{\text{a}}. \qquad \text{(В-9)}$$

Это отношение можно представить графически (рис. В-12).

Если включить резистор нагрузки $R_н$ в цепи анода (рис. В-13, *а*), то эквивалентная схема будет иметь вид, показанный на рис. В-13, *б*.

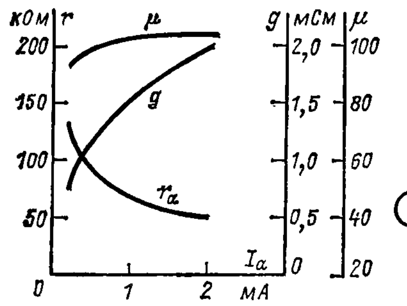


Рис. В-11. Зависимость параметров g, μ и r от анодного тока для лампы типа ECC85.

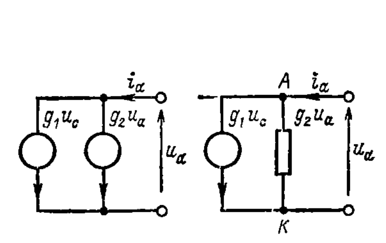


Рис. В-12. Графическое представление уравнения (В-9) с использованием генераторов тока.

Анодное напряжение $u_а$ является функцией анодного тока, т. е. $u_а = -i_а R_н$, поэтому уравнение (В-9) можно записать в виде $i_а = g_1 u_с - i_а R_н/r$. Следовательно,

$$i_а r = g_1 u_с r - i_а R_н.$$

Но

$$\mu = g_1 r, \qquad \text{(В-10)}$$

тогда

$$i_а = \mu u_с/(r + R_н).$$

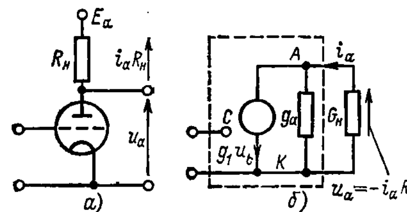


Рис. В-13. Триод с нагрузкой в цепи анода (*а*) и его эквивалентная схема (*б*).

Последнее выражение приводит к другой эквивалентной схеме, которая изображена на рис. В-14.

Коэффициент усиления схемы по напряжению в соответствии с двумя эквивалентными схемами можно записать в двух вариантах:

$$u_а/u_с = -g_1/(g_2 + G_н) = -g_1 R, \qquad \text{(В-11а)}$$

где $R = 1/(g_2 + G_н)$, и $u_а/u_с = -\mu R_н/(r + R_н)$, (В-11б)

Рассмотренное включение лампы называют схемой с общим катодом.

Сопротивление в цепи катода. Для схемы на рис. В-15 можно записать равенства

$$i_а = \frac{\mu u_{ск}}{r + R_н + R_к} \quad \text{и} \quad u_{ск} = u_{вх} - i_а R_к.$$

Следовательно,

$$i_а = \frac{\mu u_{вх}}{r + R_н + (\mu + 1) R_к} = \frac{\mu u_{вх}}{r' + R_н}, \qquad \text{(В-12)}$$

где $r' = r + (\mu + 1) R_к$.

Таким образом, эффективное значение анодного сопротивления возрастает на $(\mu + 1) R_к$, а эквивалентную схему можно изобразить в виде, показанном на рис. В-16.

Пример. Для лампы с параметрами $r = 10$ кОм и $\mu = 50$ выберем $R_к = 1$ кОм и $R_н = 10$ кОм. Тогда

$$r' = r + (\mu + 1) R_к = 10 \cdot 10^3 + 51 \cdot 10^3 = 61 \text{ кОм}.$$

Без резистора в цепи катода коэффициент усиления по напряжению равен: $K_U = -\mu R_н/(r + R_н) = -25$. А при наличии катодного резистора коэффициент усиления меньше: $K_U = -\mu R_н/(r' + R_н) = -7$.

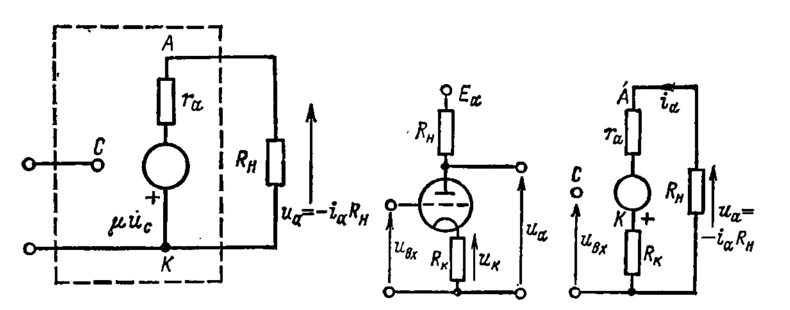


Рис. В-14. Эквивалентная схема, в которой используется генератор напряжения.

Рис. В-15. Влияние резистора в цепи катода.

Если резисторы включены и в анодной, и катодной цепи, тогда напряжение на катоде будет равно:

$$u_к = i_а R_к = \frac{\mu R_к}{r + R_н + (\mu + 1) R_к} u_{вх} \qquad \text{(В-13)}$$

или

$$u_к = \frac{\mu R_к/(\mu + 1)}{(r + R_н)/(\mu + 1) + R_к} u_{вх} = \frac{\mu'' R_к}{r'' + R_к} u_{вх}, \qquad \text{(В-14)}$$

где $\mu'' = \mu/(\mu + 1)$ и $r'' = (r + R_н)/(\mu + 1)$.

Пример. Используя те же самые величины, что и в предыдущем примере, получим: $\mu'' = 50/51 = 0{,}98$, $r'' = 20 \cdot 10^3/51 = 390$ Ом, а из выражения (В-14) находим:

$$u_к/u_{вх} = 0{,}98 \cdot 10^3/(390 + 10^3) = 0{,}7.$$

В особом случае, когда $R_н = 0$, лампа работает в качестве катодного повторителя. Тогда

$$K_U = \frac{u_к}{u_{вх}} = \frac{\mu R_к/(\mu + 1)}{r/(\mu + 1) + R_к} = 0{,}81. \qquad \text{(В-15)}$$

При $R_к \gg r/(\mu + 1)$ и $\mu \gg 1$ коэффициент усиления катодного повторителя стремится к единице. При $\mu \gg 1$ выходное сопротивление катодного повторителя стремится к величине $1/g$.

Катодный повторитель можно использовать в качестве преобразователя сопротивления, так как он имеет малое выходное сопротивление при большом сопротивлении источника сигнала.

Подача сигнала на катод. Схема, показанная на рис. В-17, представляет собой усилитель с общей или заземленной сеткой. Для такого усилителя можно записать:

$$i_а = (\mu u_{ск} - u_{вх})/(r + R_н) \quad и \quad u_{ск} = u_{вх}.$$

Следовательно,

$$i_а = -(\mu + 1)\, u_{вх}/(r + R_н) \tag{В-16}$$

и

$$u_а = \frac{(\mu + 1)\, u_{вх} R_н}{r + R_н}. \tag{В-17}$$

Это выражение похоже на формулу (В-11), но вместо μ здесь имеется член $(\mu + 1)$. Основное различие между усилителями с общим катодом и общей сеткой заключается в сопротивлении, которое

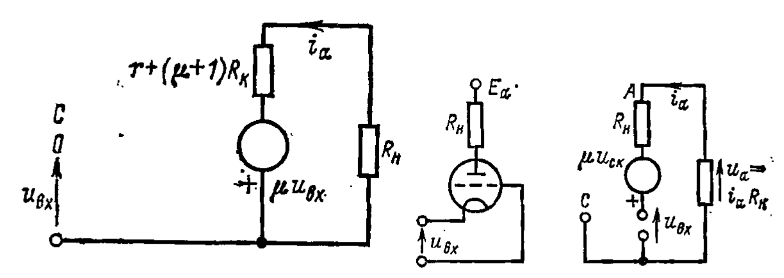


Рис. В-16. Другая форма эквивалентной схемы каскада, показанного на рис. В-15.

Рис. В-17. Усилитель с заземленной сеткой.

представляет каскад для источника входного сигнала. В каскаде с общим катодом это сопротивление в идеальном случае бесконечно большое.

В усилителе с заземленной сеткой, так как анодный ток протекает через входную цепь, входное сопротивление равно:

$$R_{вх} = \frac{u_{вх}}{i_а} = u_{вх} \frac{r + R_н}{(\mu + 1)\, u_{вх}} = \frac{r + R_н}{\mu + 1}. \tag{В-18}$$

Обычно входное сопротивление каскада с заземленной сеткой имеет порядок нескольких сотен ом, поэтому сигнал на такой усилитель должен подаваться от источника с малым выходным сопротивлением, например от катодного повторителя.

Расчет с помощью характеристик. *Линия нагрузки.* Для заданного сопротивления нагрузки на анодных характеристиках можно провести линию, представляющую собой геометрическое место точек анодного тока и напряжения при соответствующем напряжении между сеткой и катодом. Наклон этой линии равен $-1/R_н$ (рис. В-18). Граничными точками линии нагрузки являются точки A и B. Когда лампа закрыта, анодный ток равен нулю, а напряжение на аноде равно напряжению источника питания, что

соответствует точке A на характеристиках ($U_а = E_а$, $I_а = 0$). Точка B находится путем определения тока при напряжении на лампе, равном нулю, т. е. $I_{а\,max} = E_а/R_н$.

Таким образом, уравнение линии нагрузки можно записать в виде

$$I_а = -G_н U_а + I_{а\,max}. \tag{В-19}$$

Для обеспечения работы в линейном режиме рабочая точка выбирается таким образом, чтобы равным отклонениям напряжения на сетке соответствовали равные отрезки на линии нагрузки, как показано на рис. В-4.

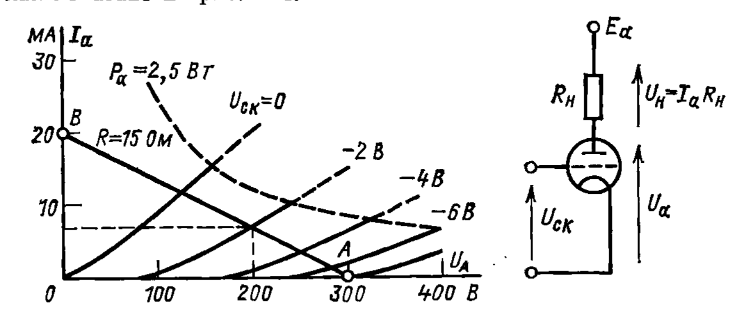


Рис. В-18. Линия нагрузки на анодных характеристиках ($R_н$ = 15 кОм, $E_а$ = 300 В).

Влияние резистора в цепи катода. При наличии резистора в цепи катода рис. В-18 изменится. Предположим, что резистор в цепи катода используется для получения напряжения смещения, равного 2 В. Тогда при анодном токе покоя $I_а$ = 6 мА

$$U_{вх} = U_{ск} + I_а R_к. \tag{В-20}$$

Используя это выражение, можно составить табл. В-1 и соответственно изменить рис. В-18 так, как показано на рис. В-19.

Таблица В-1

$U_{ск}$, В	$I_а$, мА	$U_к = I_а R_к$, В	$U_{вх} = U_{ск} + I_а R_к$, В
0	11,4	3,5	3,5
—2	6,4	2,0	0
—4	3,0	0,93	—3,1
—6	0,9	0,28	—5,7

Очевидно, что при этом коэффициент усиления уменьшается, а диапазон входных напряжений возрастает от 6 до 9 В. Теперь оказывается возможным работать при положительных входных напряжениях без сеточного тока. В усилителях переменного тока резистор в цепи катода, как правило, шунтируется конденсатором

большой емкости, поэтому на рабочей частоте влияние $R_к$ не учитывается.

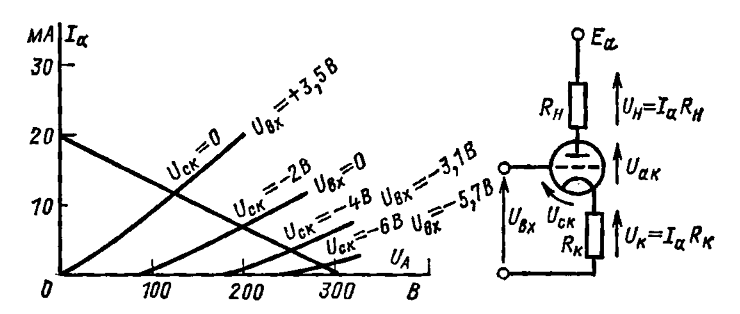


Рис. В-19. Влияние резистора в цепи катода.

Большое сопротивление в цепи катода. Если резистор в цепи катода имеет большое сопротивление, то, прежде чем рассматри-

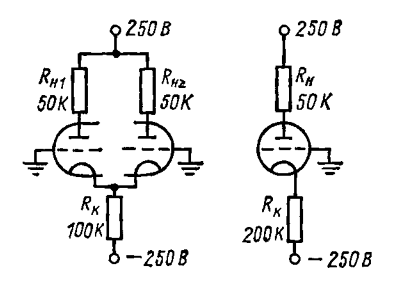
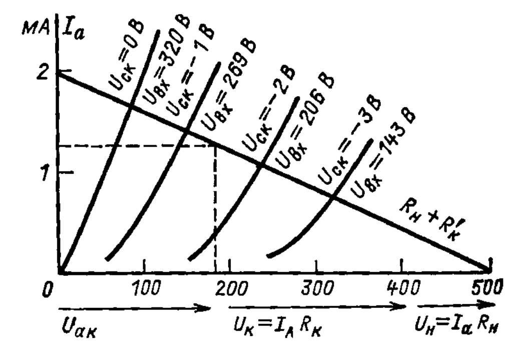
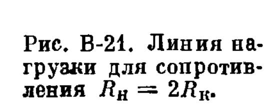


Рис. В-20. Симметричный усилитель с катодной связью и его эквивалентная схема на одной лампе.

вать схему как имеющую входное напряжение $U_{вх} = U_{ск} + I_aR_н$, необходимо построить линию нагрузки для сопротивления $R_н + R_к$.




Рис. В-21. Линия нагрузки для сопротивления $R_н = 2R_к$.

Пример. На рис. В-20 показана схема симметричного усилителя с катодной связью. Анодные напряжения можно найти, анализируя только одну лампу. Так как анодные токи обеих ламп протекают через резистор $R_к$, напряжение на катоде равно:

$$U_к = 2I_aR_к = I_a2R_к,$$

т. е. будет то же самое, как если бы анодный ток одной лампы протекал через резистор сопротивлением $2R_к$. Следовательно, линию

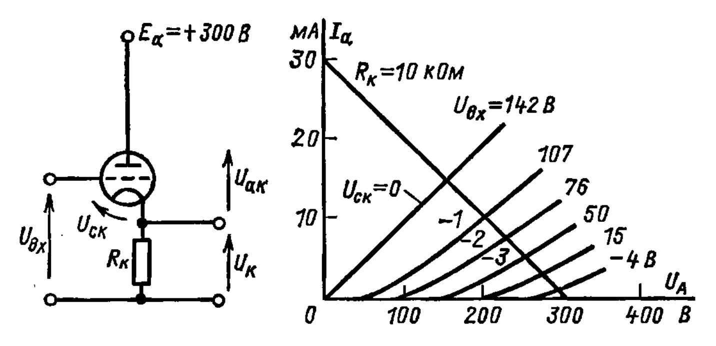


Рис. В-22. Катодный повторитель.

нагрузки необходимо проводить для сопротивления $R_н + 2R_к$, как показано на рис. В-21. Приближенно режим работы по постоянному току можно найти следующим образом. При заземленной сетке напряжение между отрицательной шиной питания и сеткой равно $U_{вх} = 250$ В. Если лампа работает в линейном режиме, то падение напряжения на резисторе $R_к$ должно лишь на несколько вольт отличаться от напряжения между отрицательной шиной и сеткой, т. е. составляет 150 В. Таким образом, катодный ток определяется сопротивлением резистора в цепи катода:

$$I_к = U_к/R_к = 250/(100 \cdot 10^3) = 2,5 \text{ мА}.$$

Этот ток делится между двумя лампами, т. е. $I_{a1} = I_{a2} = 1,25$ мА, при условии симметричной схемы. Тогда $U_{a1} = U_{a2} = E_a - I_aR_н = 250 - 1,25 \cdot 10^{-3} \times 50 \cdot 10^3 = 187,5$ В. На линии нагрузки находим $U_{ск} = -1,3$ В. Такой метод определения режима по постоянному току можно использовать в схемах с катодной связью.

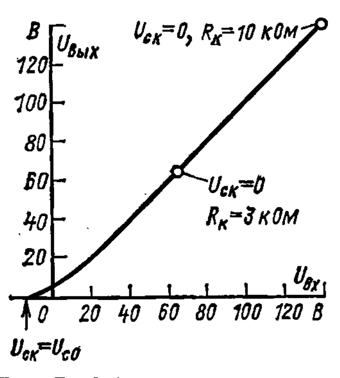


Рис. В-23. Зависимость $U_{вых} = f(U_{вх})$ катодного повторителя.

Катодный повторитель. На рис. В-22 изображена линия нагрузки для $R_к = 10$ кОм. В схеме на этом рисунке входное напряжение равно:

$$U_{вх} = U_{ск} + U_к = I_aR_к,$$

где $U_к$ является выходным напряжением $U_{вых}$. Используя линию нагрузки, можно построить зависимость выходного напряжения от входного, которая показана на рис. В-23.

При $U_{вх} = 0$ выходное напряжение равно:

$$U_{вых} = -U_{ск} = 6{,}5 \text{ В},$$

что можно найти по линии нагрузки. При уменьшении сопротивления резистора в цепи катода напряжение, при котором катодный повторитель еще работает в линейном режиме, уменьшается, но при этом соотношение между входным и выходным напряжениями изменяется незначительно. Выходное напряжение является линейной функцией входного напряжения и практически очень слабо зависит от выходного тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Shockley W.**, Bell Syst. Tech. J. 28, July, 1949.
2. **The Hot** Carrier Diode, Hewlett Packard Application Note 907.
3. **Mazda F. F.** The Components of Computers — Optical Devices, Elect. Components, London, Feb., 1973.
4. **Gooch C. H.** Electroluminescent Diode Displays, Elect. Components, London, June 1972.
5. **Microwave** Applications of Semiconductors, Proc. Joint I. E. R. E. — I. E. E. Symp. London, July, 1965.
6. **Applications** of PIN Diodes, Hewlett Packard Application Note 922.
7. **Day D. B. J. Brit.** Inst. Radio Engrs, 21, 3, London, March, 1961.
8. **Penfield P. and Rafuse R. P.** Varactor Diode: Varactor Applications, M. I. T. Press, Cambridge, Mass., 1962.
9. **Harmonic** Generation Using Step Recovery Diodes, Hewlett Packard Application Note 920.
10. **Hosking M. W.** The Realm of Microwaves, Wireless World, London, Feb., 1973.
11. **Caroll J. F.** Impatt, Trapatt, Gunn and I. s. a. Devices, Arnold, London, 1970.
12. **Thompson P. H. and Bateson J. J.** Brit. Inst. Radio Engrs, 22, 1, London, July, 1961.
13. **Shockley W.** Holes and Electrons in Semiconductors, Van Nostrand, New York, 1950.
14. **James J. R. and Bradley D. J.** Electron. Technol., 38, March, 1961.
15. **Ebers J. J. and Moll J. L.** Proc. Inst. Radio Engrs, 42, New York, Dec., 1954.
16. **Ryder-Smith S. C.** Electron. Technol. 38, Oct., 1961.
17. **Chandi S. K.** Trans. Inst. Radio Engrs, C. T. 4, New York, Sept., 1957.
18. **Shea R. F.** Transistor Circuit Engineering, Wiley, New York, 1958.
19. **Silicon** Controlled Rectifiers, A. E. I. Application Report 4450—205.
20. **Thyristors** and Rectifiers, R. C. A. Data Book SSD—206.
21. **Mazda F. F.** Controlled Rectification Elect. Components, London, Jan., 1971.
22. **Heatsinks** for Semiconductor Rectifiers and Thyristors, S. T. C. Publication MF/187 X.
23. **Bisson D. K. and Dyer R. F.** Trans. A. I. E. E. Comm. and Elect., May, 1959.
24. **Transistor** Manual. General Electric Inc., 1964.

25. Crawford R. H. and Dean R. T. The How and Why of Unijunction Transistors, Texas Inst. Publication.
26. Watson J. An Introduction to Field Effect Transistors, Siliconix Publication.
27. Sevin L. J. Field Effect Transistors, Texas Inst. Publication, April, 1963.
28. Sparkes J. J. The Radio and Elect. Engr. 43, London, Jan., 1973.
29. Brothers J. S. The Radio and Elect. Engr. 43, London, Jan., 1973.
30. Dean K. J. The Radio and Elect. Engr. 43, London, Jan., 1973.
31. Gosling W. The Radio and Elect. Engr. 43, London, Jan., 1973.
32. Boyle W. S. and Smith G. E. Bell Syst. Tech. J. 49, 1970.
33. Beynon J. D. Electronics and Power, I. E. E., London, May, 1973.
34. Amelio G. F. The Impact of Large C. C. D. Arrays, Elect. Components, London, Feb., 1975.
35. International Conference on the Technology and Applications of Charge-coupled Devices, I. E. E., R. R. E., Edinburgh University, Sept., 1974.
36. Valley G. E. and Wallman H. Vacuum Tube Amplifiers, McGraw-Hill, New York, 1948.
37. Sturley K. R. Radio Receiver Design, Chapman and Hall, London, 1947.
38. Langford-Smith F. Radio Designers Handbook, Iliffe, London, 1953.
39. Joyce M. V. and Clarke K. K. Transistor Circuit Analysis, Addison-Wesley, New York, 1961.
40. Korne G. A. and Korne T. M. Electronic Analog Computers, McGraw-Hill, New York, 1952.
41. Paul R. J. Fundamental Analogue Techniques, Blackie, London, 1964.
42. Hyndman D. E. Analog and Hybrid Computing, Pergamon, Oxford, 1970.
43. Lynch W. A. Proc. Inst. Radio Engrs, 39, New York, Sept., 1951.
44. Benson F. A. Electron. Engng, 24, Sept., 1952.
45. Walker D. E. Electron. Engng, 34, June, 1962.
46. Brunetti C. Proc. Inst. Radio Engrs, 27, New York, 1929.
47. Sommers H. S. Proc. Inst. Radio Engrs, 47, New York, 1959.
48. Van der Pol B. Phil. Mag., 2, 1926.
49. Abraham H. and Bloch E. Ann. der Physik, 12, 1919.
50. Millman J. and Taub H. Pulse and Digital Circuits. McGraw-Hill, New York, 1956.
51. Eccles W. H. and Jordan F. W. Radio Rev., I, London, 1919.
52. Chance B. Waveforms, McGraw-Hill, New York, 1948.
53. Neeteson P. A. Junction Transistors in Pulse Circuits, Philips Tech. Lib., Eindhoven, 1959.
54. Beuaufoy R. J. Inst. Elect. Engrs, May, 1959.
55. Dummer G. W. Fixed Resistors, Pitman, London, 1956.
56. Bardsley M. and Dyson A. F. The Radio and Elect. Engr., 44, 4, London, April, 1974.
57. Dummer G. W. Fixed Capacitors, Pitman, London, 1956.
58. Electron. Prod. Mag., U. T. P., New York, Dec., 1968.
59. Pearlston C. B. Trans. Inst. Radio Engrs, R. F. 14, New York, Oct., 1962.
60. Jaeger J. C. An Introduction to the Laplace Transformation with Engineering Applications, Methuen, London, 1949.
61. Van Valkenburg M. E. Introduction to Modern Network Synthesis, Willey, New York, 1959.
62. Weinburg I. Network Analysis and Synthesis, McGraw-Hill, New York, 1962.
63. Zimmerman H. J. and Mason S. J. Electronic Circuitry Theory, Wiley, New York, 1959.
64. Langmuir I. Phys. Rev., 2, 1913.
65. Valley G. E. and Wallman H. Vacuum Tube Amplifiers, McGraw-Hill, New York, 1948.
66. Miller J. M. Sci. Pap. U. S. Bur. Stand., N 351, 1919.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Оглавление